



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

OPTIMALIZACE MALÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU.

OPTIMIZATION OF A SMALL INDUCTION MACHINE.

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Lukáš Jedlička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Mach, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Lukáš Jedlička

ID: 170272

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Optimalizace malého asynchronního motoru.

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Prostudujte literaturu o optimalizaci elektrických strojů.
2. Porovnejte výsledky ručního analytického výpočtu, výpočtu pomocí programu RMXprt a simulací metodou konečných prvků konkrétního malého asynchronního motoru.
3. Určete, které parametry daného motoru mají významný vliv na ztráty. Navrhněte možnosti zvýšení účinnosti.
4. Proveďte optimalizaci daného motoru z hlediska účinnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] KOPYLOV, Igor Petrovič. Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988, 685 s.
- [2] BOLDEA, I. a NASAR, S. A. The induction machine handbook. Boca Raton: CRC Press, 2002. ISBN 08-49-0004-5.
- [3] HAUPT, R. L. a HAUPT, S. E. Practical genetic algorithms. Wiley-Interscience, 1998. ISBN 0-471-45565-2.

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Martin Mach, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Diplomová práce je zaměřená na vylepšení energetické efektivity asynchronního motoru. V 1. části se nejdříve vysvětluje princip činnosti motoru. Následně jsou zkoumány příčiny vzniku ztrát a poté naznačeny postupy, jak je snížit s ohledem na vyrobiteľnost stroje. V 3. části je naznačen ruční výpočet parametrů malého sériově vyráběného motorku. Ve 4. kapitole je srovnání výsledků ručního výpočtu a analytického nástroje Ansys Maxwell RMxpřt. Pomocí něj je v 5. kapitole provedena optimalizace stroje řízená genetickým algoritmem v programu Matlab. V poslední kapitole jsou návrhy úprav ověřeny pomocí metody konečných prvků Ansys Maxwell 2D.

Klíčová slova

Analytický popis asynchronního motoru, popis ztrát, zvyšování účinnosti, RMxpřt, Maxwell 2D

Abstract

The goal of this thesis is to improve efficiency of an induction motor. In the first part, the working principle is described. The next part deals with the origin of losses and possible solutions to decreasing losses without impacting the production possibilities. The third part of the thesis is focused on the calculation of parameters of a small serial production motor. In the fourth part, these parameters are verified using the analytical tool RMxpřt which is included in Ansys Maxwell. The fifth chapter deals with the optimization using Matlab genetic algorithm. In the final chapter, the design modifications are verified using the method of finite element Ansys Maxwell 2D.

Keywords

Analytical description of an induction motor, description of his losses, improvement of his efficiency, RMxpřt design, Maxwell 2D design

Bibliografická citace:

JEDLIČKA, Lukáš. *Optimalizace malého asynchronního motoru..* Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117003>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Martin Mach.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Optimalizace malého asynchronního motoru jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **20. května 2019**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Martinu Machovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: **20. května 2019**

.....
podpis autora

OBSAH

Obsah	7
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	11
Seznam symbolů a zkratk.....	12
Úvod.....	16
Cíl práce	16
1 Asynchronní motor.....	17
1.1 Obecně o ASM.....	17
1.2 Princip motoru.....	18
1.3 Náhradní schéma	22
1.4 Momentová charakteristika z náhradního schématu	23
2 Analýza ztrát	24
2.1 Ztráty	24
2.1.1 Joulové ztráty	24
2.1.2 Ztráty v železe.....	25
2.1.3 Mechanické ztráty	26
2.1.4 Dodatečné ztráty	26
2.2 Zvýšení účinnosti	27
2.2.1 Snížení odporu statoru	27
2.2.2 Snížení rotorového odporu.....	27
2.2.3 Snížení ztrát plechů.....	27
2.2.4 Axiální prodloužení svazku	28
2.2.5 Optimalizace tvaru drážek	28
3 Analytický výpočet	29
3.1 Výpočet indukce.....	29
3.2 Výpočet magnetizačního proudu.....	32
3.3 Výpočet statorového odporu	34
3.4 Výpočet rotorového odporu	35
3.5 Výpočet rozptylových reaktancí	37

3.6	Výpočet ztrát	40
3.6.1	Hlavní ztráty v železe statoru.....	40
3.6.2	Povrchové ztráty ve statoru a rotoru	40
3.6.3	Pulsní ztráty v rotoru.....	41
3.6.4	Mechanické a ventilační ztráty	42
3.6.5	Joulové ztráty	42
3.6.6	Dodatečné ztráty	42
3.7	Výpočet příčné větve náhradního schéma.....	42
3.8	Výpočet zatěžovacích charakteristik.....	43
3.8.1	Výpočet proudu.....	43
3.8.2	Výpočet momentu.....	43
3.8.3	Výpočet účinnosti	44
4	Model v programu ansys Maxwell.....	45
4.1	Model v RMxpert.....	45
4.2	Srovnání výsledků výpočtu a RMxpert.....	46
4.3	Srovnání charakteristik z výpočtu a RMxpert	47
5	Možná řešení zvyšování účinnosti	50
5.1	Vzorek č.1 - Optimalizovaná rotorová drážka	52
5.2	Vzorek č. 2 - Magnetický obvod z různých plechů	54
5.3	Vzorek č.3 - Vyšší průřez statorového vodiče a vyšší počet závitů.....	56
5.4	Vzorek č.4 - Měděná klec	58
5.5	Vzorek č.5 - Vyšší průřez stat. vodiče, optimalizovaná statorová i rotorová drážka.....	59
6	Ověření analytických výsledků pomocí ansys maxwell 2d	62
6.1	Ověření referenčního motoru	62
6.2	Ověření vzorku č. A – Vyšší počet závitů, optimalizovaný rotor a stator	66
6.3	Ověření vzorku č. B – Větší průřez stat. vodiče, optimalizovaná statorová i rotorová drážka a průřez plechu	68
7	Závěr	70
	Literatura.....	72

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Řez asynchronním motorem s klecí [12].....	18
Obr. 1-2 Rozložení magnetomotorického napětí podél mezery [3].....	19
Obr. 1-3 Síla působící na rotor [5].....	20
Obr. 1-4 Závislost momentu na skluzové frekvenci ideálního stroje [5].....	21
Obr. 1-5 Moment s uvažováním rozptylové indukčnosti [5].....	22
Obr. 1-6 Náhradní schéma jedné fáze ASM [1]	22
Obr. 1-7 Momentová char. asynchronního motoru [6]	23
Obr. 3-1 Skut. tvar statorové drážky Obr. 3-2 Skut. tvar rotorové drážky.....	29
Obr. 3-3 Rozdělení mag. obvodu [1]	32
Obr. 3-4 Magnetizační funkce materiálu M700-50A [11].....	33
Obr. 3-5 Výpočtové rozměry rotoru (řez).....	36
Obr. 3-6 Statorová drážka pro výpočet rozptylu [1]	37
Obr. 3-7 Rotorová drážka pro výpočet rozptylu [1]	38
Obr. 4-1 Prostředí RMxprt [25]	45
Obr. 4-2 Závislost momentu na skluzu	48
Obr. 4-3 Závislost účinníku a proudu na otáčkách	48
Obr. 4-4 Závislost účinnosti na otáčkách.....	49
Obr. 5-1 Schéma optimalizace genetickým algoritmem [9,18]	51
Obr. 5-2 Rotorová drážka původní (červeně) a optimalizovaná (černě)	52
Obr. 5-3 Závislost účinnosti na zatížení	53
Obr. 5-4 Závislost odebíraného proudu na zatížení.....	53
Obr. 5-5 BH křivka různých plechů [11]	54
Obr. 5-6 Závislost měrných ztrát na indukci [11].....	54
Obr. 5-7 Závislost účinnosti na zatížení	55
Obr. 5-8 Závislost odebíraného proudu na zatížení.....	56
Obr. 5-9 Závislost účinnosti na zatížení	57
Obr. 5-10 Závislost odebíraného proudu na zatížení.....	57
Obr. 5-11 Závislost účinnosti na zatížení	58
Obr. 5-12 Závislost odebíraného proudu na zatížení.....	59
Obr. 5-13 Optimalizovaná rotorová (vlevo) a statorová drážka (vpravo)	59
Obr. 5-14 Závislost účinnosti na zatížení	60

Obr. 5-15 Závislost odebíraného proudu na zatížení.....	61
Obr. 6-1 Výpočtová síť v <i>referenčním modelu</i>	62
Obr. 6-2 Detail sítě.....	63
Obr. 6-3 Rozložení pole mag. indukce ve <i>výchozím modelu</i>	64
Obr. 6-4 Rozložení pole mag. indukce <i>referenčního modelu</i>	65
Obr. 6-5 Průběh momentu v závislosti na čase <i>referenčního motoru</i>	66
Obr. 6-6 Průběh odebíraných proudů v závislosti na čase <i>referenčního motoru</i>	66
Obr. 6-7 Optimalizované tvary drážek rotoru (vlevo) a stator (vpravo).....	67
Obr. 6-8 Rozložení pole mag. indukce <i>vzorku č. A</i>	67
Obr. 6-9 Optimalizované tvary drážek rotoru (vlevo) a stator (vpravo).....	68
Obr. 6-10 Rozložení pole mag. indukce <i>vzorku č. B</i>	69

SEZNAM TABULEK

Tab. 3-1 Štítkové údaje analyzovaného stroje	29
Tab. 4-1 Porovnání výsledků	46
Tab. 4-2 Porovnání výsledků ztrát	47
Tab. 5-1 Srovnání ztrát ve jmenovitém bodě vzorku č.1 a referenčního motoru.....	52
Tab. 5-2 Srovnání ztrát ve jmenovitém bodě vzorků č.2 a referenčního motoru.....	55
Tab. 5-3 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.3 a referenčního motoru	56
Tab. 5-4 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.4 a referenčního motoru	58
Tab. 5-5 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.5 a referenčního motoru	60
Tab. 6-1 Jmenovité parametry a ztráty výchozího a referenčního modelu a modelu v RMxpřtu	65
Tab. 6-2 Jmenovité parametry a ztráty referenčního motoru a vzorku č. A	68
Tab. 6-3 Jmenovité parametry a ztráty referenčního motoru a vzorku č. B	69

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

a	[-]	počet paralelních větví vinutí
a_{kn}	[m]	výška rotorových kruhů
B	[T]	magnetická indukce
$B(t)$	[T]	indukce v čase
B_{0r}	[T]	amplituda pulsací nad hlavami zubů rotoru
B_{0s}	[T]	amplituda pulsací nad hlavami zubů statoru
B_{jr}	[T]	magnetická indukce ve jhu rotoru
B_{js}	[T]	magnetická indukce ve jhu statoru
b_{kn}	[m]	šířka rotorových kruhů
B_m	[T]	maximální magnetická indukce
B_{pr}	[T]	amplituda pulzací indukce v zubu rotoru
B_S	[T]	indukce vytvořená statorovým vinutím
B_{zr}	[T]	magnetická indukce v zubu rotoru
B_{zs}	[T]	magnetická indukce v zubu statoru
B_δ	[T]	magnetická indukce ve vzduchové mezeře
$\cos \phi$	[-]	účinník
D_e	[m]	průměr statoru vnější
D_r	[m]	průměr rotoru vnější
D_s	[m]	průměr statoru vnitřní
F	[N]	Lorentzova síla
f	[Hz]	frekvence
f_z	[Hz]	zubová frekvence
f_l	[Hz]	síťová frekvence
F_m	[A]	magnetomotorická síla (napětí)
H	[A·m ⁻¹]	intenzita magnetického pole
h_{dr}	[m]	hloubka drážky rotoru
H_{jr}	[A·m ⁻¹]	intenzita magnetického pole ve jhu rotoru
h_{jr}	[m]	výška jha rotoru
H_{js}	[A·m ⁻¹]	intenzita magnetického pole ve jhu statoru
h_{js}	[m]	výška jha statoru
H_{zr}	[A·m ⁻¹]	intenzita magnetického pole v zubu rotoru
h_{zr}	[m]	výška jha zubu rotoru
H_{zs}	[A·m ⁻¹]	intenzita magnetického pole v zubu statoru
h_{zs}	[m]	výška jha zubu statoru
I	[A]	elektrický proud obecně
I_0	[A]	proud naprázdno
I_1	[A]	proud statoru
I_2	[A]	proud rotoru
I'_2	[A]	proud rotoru přepočítaný na stator
I_n	[A]	jmenovitý proud
I_{rot}	[A]	proud rotorem
I_μ	[A]	magnetizační proud
$i_\mu(t)$	[A]	magnetizační proud v čase
k	[-]	vliv povrchového jevu
k_B	[-]	činitel tvaru pole

k_c	[-]	Carterův činitel
$K_{\check{c}}$	[-]	činitel délky čela
k_{Fe}	[-]	činitel plnění železa
k_h	[W·kg ⁻¹]	koeficient měrných hysterezních ztrát v železe
k_i	[-]	činitel zvažující vliv magnetizačního proudu
$k_{př}$	[W·kg ⁻¹]	koeficient měrných přídatných ztrát v železe
k_r	[-]	činitel rozlohy
k_v	[W·kg ⁻¹]	koeficient měrných vířivých ztrát v železe
k_{vl}	[-]	činitel vinutí
l	[m]	délka magnetického obvodu
L_{celk}	[m]	celková délka vodiče ve statoru
$l_{\check{c}}$	[m]	délka vodiče čela
l_{jr}	[m]	délka střední magnetické indukční čáry jha rotoru
l_{js}	[m]	délka střední magnetické indukční čáry jha statoru
L_s	[H]	statorová indukčnost
L_t	[m]	délka tyče rotoru
l_{zr}	[m]	délka střední magnetické indukční čáry zubu rotoru
l_{zs}	[m]	délka střední magnetické indukční čáry zubu statoru
L_{σ}	[H]	rozptylová indukčnost obvodu
M	[N·m]	moment motoru na hřídeli
M_{max}	[N·m]	moment zvratu motoru na hřídeli
M_n	[N·m]	jmenovitý moment motoru na hřídeli
m_l	[-]	počet fází statoru
m_{js}	[kg]	hmotnost jha statoru
M_{mech}	[N·m]	mechanický moment motoru
m_{zr}	[kg]	hmotnost zubu rotoru
m_{zs}	[kg]	hmotnost zubu statoru
N	[-]	počet závitů cívky
n	[min ⁻¹]	otáčky motoru na hřídeli
N_l	[-]	počet závitů cívky statorového vinutí
n_l	[min ⁻¹]	synchronní otáčky
p	[-]	počet pólových dvojic
P_0	[W]	příkon
P_{20}	[W]	elektrický výkon na hřídeli naprázdno
P_d	[W]	dodatečné ztráty
P_{Fe}	[W]	ztráty v železe
P_{Feh}	[W]	ztráty v železe hlavní ve statoru
P_h	[W]	hysterezní ztráty
P_i	[W]	vnitřní výpočtový výkon
P_{jr}	[W]	ztráty ve vinutí rotoru
P_{js}	[W]	ztráty ve vinutí statoru
P_k	[W]	konstantní ztráty
P_{mech}	[W]	mechanické ztráty
$P_{př}$	[W]	přídatné ztráty v železe
P_v	[W]	vířivé ztráty
$p_{\delta r}$	[W·m ⁻²]	povrchové ztráty v zubech rotoru na m ²
$P_{\delta r}$	[W]	povrchové ztráty ve rotoru

$p_{\delta s}$	[W·m ⁻²]	povrchové ztráty v zubech statoru na m ²
$P_{\delta s}$	[W]	povrchové ztráty ve statoru
q	[-]	počet drážek na pól a fázi
Q_1	[-]	počet drážek statoru
Q_2	[-]	počet drážek rotoru
R_{l2}	[Ω]	sériový odpor ztrát v železe
R_f	[Ω]	odpor fáze statorového vinutí
R_{Fe}	[Ω]	odpor reprezentující ztráty v železe
R_{kn}	[Ω]	odpor kruhu nakrátko
R_R	[Ω]	odpor vinutí rotoru
R'_R	[Ω]	přepočtený odpor vinutí rotoru na počet závitů statoru
R_S	[Ω]	odpor vinutí statoru
R_t	[Ω]	odpor tyče rotoru
s	[-], [%]	skluz
S_{ef}	[m ²]	průřez vodiče
S_{Fe}	[m ²]	plocha magnetického obvodu
S_R	[m ²]	průřez rotorové tyče
t	[s]	čas
t_{dr}	[m]	drážková rozteč rotoru
t_{ds}	[m]	drážková rozteč statoru
t_p	[m]	pólová rozteč
U_1	[V]	vstupní napětí
$u_1(t)$	[V]	vstupní fázová napětí v čase
$u_2(t)$	[V]	vstupní fázová napětí v čase
$u_3(t)$	[V]	vstupní fázová napětí v čase
U_{lf}	[V]	efektivní hodnota fázového napětí
U_a	[V]	amplituda napětí
U_{jr}	[A]	magnetické napětí jha rotoru
U_{js}	[A]	magnetické napětí jha statoru
U_m	[A]	magnetické napětí
U_{rot}	[V]	indukované napětí rotoru
$u_{rot}(t)$	[V]	indukované napětí rotoru v čase
U_{zr}	[A]	magnetické napětí zubu rotoru
U_{zs}	[A]	magnetické napětí zubu statoru
U_{δ}	[A]	magnetické napětí vzduchové mezery
X_{l2}	[Ω]	sériová magnetizační reaktance
X_m	[Ω]	magnetizační reaktance
$X_{\sigma R}$	[Ω]	rozptylová reaktance vinutí rotoru
$X'_{\sigma R}$	[Ω]	rozptylová reaktance vinutí rotoru přepočtená
$X_{\sigma S}$	[Ω]	rozptylová reaktance vinutí statoru
Z_c	[Ω]	celková impedance obvodu
Z_p	[Ω]	impedance příčné větve
Z'_r	[Ω]	impedance vinutí rotoru přepočtená na stator
Z_s	[Ω]	impedance vinutí statoru
α	[K ⁻¹]	teplotní koeficient
β_S	[-]	poměrné zkrácení kroku
γ	[rad]	uhel natočení rotoru

δ	[m]	délka vzduchové mezery
ΔP	[W]	celkové ztráty motoru
Δp_{IT}	[W·kg ⁻¹]	měrné ztráty v železe při indukci 1 T
$\Delta \vartheta$	[K ⁻¹]	oteplení
η	[%]	účinnost
ϑ	[K ⁻¹]	oteplení
ϑ_0	[K]	teplota okolí
$\lambda_{\tilde{c}}$	[-]	činitel magnetické vodivosti čel
$\lambda_{\tilde{c}R}$	[-]	rozptyl čela rot. drážky
$\lambda_{\tilde{c}S}$	[-]	rozptyl čela stat. drážky
λ_d	[-]	činitel magnetické vodivosti drážky
λ_{dif}	[-]	činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu
λ_{difR}	[-]	diferenční rozptyl rot. drážky
λ_{difS}	[-]	diferenční rozptyl stat. drážky
λ_{dR}	[-]	rozptyl rotorové drážky
λ_{dS}	[-]	rozptyl statorové drážky
μ_0	[H·m ⁻¹]	permeabilita vakua
μ_r	[-]	relativní permeabilita prostředí
ρ	[Ω·m]	hustota
ρ_{Al}	[Ω·mm ² ·mm ⁻¹]	rezistivita hliníku
ρ_{AL20}	[Ω·mm ² ·mm ⁻¹]	rezistivita hliníku při 20 °C
ρ_{cu}	[Ω·mm ² ·mm ⁻¹]	rezistivita mědi
ρ_{cu20}	[Ω·mm ² ·mm ⁻¹]	rezistivita mědi při 20 °C
ρ_{δ}	[m ⁻¹]	činitel hloubky vniku
σ_{γ}	[-]	činitel natočení drážek
$\Sigma \lambda$	[-]	součet všech rozptylů drážky
$\Phi(t)$	[Wb]	magnetický tok v čase
φ	[rad]	fáze
$\Phi_I(t)$	[Wb]	magnetický tok v čase
Φ_{rot}	[Wb]	rotorový magnetický tok
$\Phi_{rot}(t)$	[Wb]	rotorový magnetický tok v čase
ω_S	[rad·s ⁻¹]	synchronní úhlová rychlost
$\omega_{skl, el}$	[rad·s ⁻¹]	skluzová úhlová rychlost

ÚVOD

Nejrozšířenějším pohonem je dnes patrně asynchronní motor s kotvou nakrátko, protože se jedná o levný a velice spolehlivý stroj. Právě kvůli jeho rozšíření vznikla v roce 2009 norma ČSN EN 60034-30 (IEC 60034-30:2008), jenž platila do dubna 2017. Z ní vychází nová norma platná od prosince 2014 ČSN EN 60034-30-1 (IEC 60034-30-1:2014), která definuje tabulku s účinnostmi pro třífázové asynchronní motory s kotvou nakrátko napájených ze sítě 50/60 Hz, 2–8 pólů, 50–1000 V, 0,12–1000 kW. Nové účinnostní třídy jsou následovné [16, 23]:

- IE1 standardní účinnost (Standard), která nahrazuje EFF1,
- IE2 zvýšená účinnost (High), která nahrazuje EFF2,
- IE3 vysoká účinnost (Premium),
- IE4 velmi vysoká účinnost (Super-Premium).

Motory ve třídě IE1 už aktuálně nesmí být ani prodávány na trhu evropské unie. A nyní všechny motory o výkonech 0,75–375 kW musí splňovat alespoň IE3. Výjimku mají pohony s proměnnými otáčkami či napájených z měničů, pro které je možno použít IE2. Mění se také způsob určování dodatečných ztrát, které jsou skutečně měřeny a ne dopočítávány. [9,16,17,23]

CÍL PRÁCE

Tato práce se zabývá principem asynchronního motoru a příčinou vzniku jeho ztrát. Zkoumán je standartní sériově vyráběný třífázový motor o malém výkonu 180 W. Na základě této analýzy přináší možné mechanismy, jak snížit jednotlivé ztráty, a tedy zvýšit celkovou účinnost. Daný motor je spočítán analyticky, přičemž výsledky jsou porovnány s analytickým nástrojem RMXprt, jenž je součástí Ansys Maxwell. Pomocí nástroje RMXprt a Maxwell 2 D je provedena optimalizace motoru. [9,16,17]

1 ASYNCHRONNÍ MOTOR

Tato kapitola se zabývá principem fungování asynchronního motoru pomocí jednoduchých úvah a vhodným výběrem náhradního schéma.

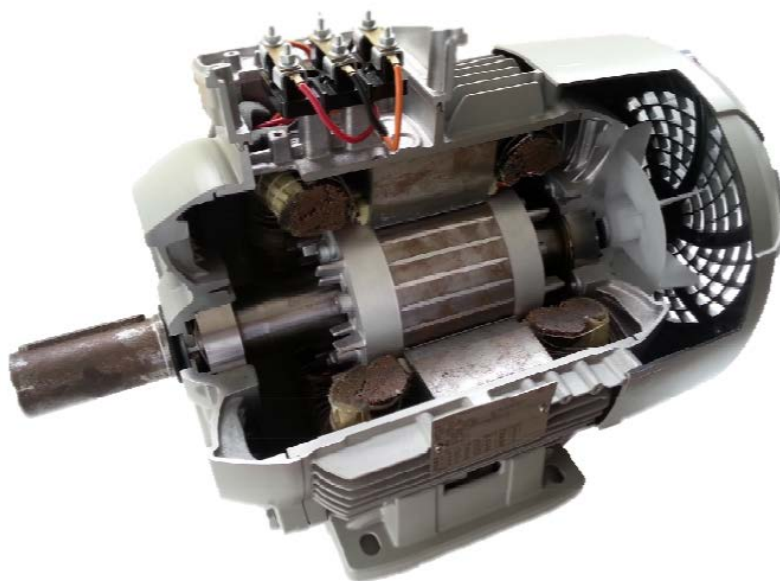
1.1 Obecně o ASM

Asynchronní motor (dále jen ASM), též také indukční, je obecně elektromechanický stroj sloužící k přeměně elektrické energie na mechanickou. ASM motor je dnes jedním z nejvíce používaných rotačních strojů. Ačkoli se jedná principiálně o starou záležitost – více jak 100 let, je mu pořád věnována značná pozornost, protože se nachází zhruba v cca 70 % průmyslových aplikacích, a proto je snaha zvýšit jeho účinnost, která se obvykle pohybuje okolo 70–90 % v závislosti na výkonu.

Skládá se ze dvou hlavních částí. Pevné části – statoru a pohyblivé části – rotoru. Stator sestává ze statorových plechů, do kterých je vloženo statorové vinutí složené z izolovaných vodičů, jejichž konce jsou vyvedeny na svorkovnici. Tyto vodiče jsou umístěné v tzv. drážce.

Rotor je rotační část, která sestává z rotorových plechů nalisovaných (nebo jinak fixovaných) na hřídeli, do kterých je vloženo rotorové vinutí, umístěné v rotorových drážkách tvořené méně často izolovanými vodiči, tzv. vinutý rotor, ale častěji neizolovanými vodiči, tzv. klecové provedení. Mezi rotorem a statorem vznikne vzduchová mezera, která je principiálně nechtěná, prakticky však nutná, aby rotor nedrhl o stator. Na konci hřídele často bývá ventilátor pro lepší chlazení. Jako celek je umístěno do nejčastěji litinového nebo hliníkového odlitku – kostry, kde hřídel je upevněná ke kostře skrze ložiskové štíty. Na povrchu kostry je často žebrovaní k lepšímu chlazení a patky k přichycení.

Stator i rotor mohou být různě konstruovány dle svého účelu. Magnetický obvod obvykle bývá bez vyniklých pólů s rovnoměrnou mezerou po obvodu. V závislosti na počtu pólů může ASM dosahovat různých rychlostí od cca 500 do 3000 ot/min při práci s přímým připojením na síť. Dnes samozřejmě díky frekvenčním měničům jsou možnosti daleko vyšší. Právě díky měničům je dnes mylné si spojovat výkon s velikostí motoru, protože při zvýšení výstupního kmitočtu z měniče roste výkon. Proto je vhodné si spojit velikost motoru spíše s veličinou momentu. Konstrukce statorového vinutí může být určena na třífázovou síť nebo jednofázovou síť. Rotor mívá obvykle tlakově litou klec z hliníku nakrátko nebo při větších výkonech vinutý rotor vyvedený na sběrací kroužky, které umožňují připojení na vnější obvod. Ten většinou slouží k postupnému rozběhu. Konstrukce běžného ASM je zobrazena na Obr. 1-1. [1,5,8,9]



Obr. 1-1 Řez asynchronním motorem s klecí [12]

1.2 Princip motoru

Stator obsahuje symetrické vinutí o N_S vodičích. Na rotoru je také vinutí o N_R vodičích. Zjednodušeně se lze na ASM dívat jako na napěťový transformátor. Kdyby na statorové vinutí bylo přivedeno střídavé napětí $u_1(t)$ a rotor by se nemohl otáčet, pak by se stator tvářil jako primární vinutí, které by vytvořilo magnetický tok $\Phi_1(t)$, a rotor jako sekundární vinutí, na kterém by se indukovalo napětí podle indukčního zákona:

$$u_2(t) = N_R \frac{d\Phi_1(t)}{dt}, \quad (1.1)$$

takový transformátor by byl samozřejmě velmi měkký díky vzduchové mezeře, ale principiálně funkční. Následující úvahy jsou tedy značně zjednodušené a založené na transformátoru a uvažují nulový rozptyl a lineární indukčnost. [5]

Podívejme se na statorové vinutí podrobněji. Nechť obsahuje třífázové symetrické vinutí, jejichž osy jsou navzájem geometricky posunuty o 120° . Stejně jako na transformátor je přivedeno na stator ASM 3f symetrické střídavé napětí. Napětí první fáze je $u_1(t) = U_a \sin(\omega_1 t + \varphi)$. Toto napětí vytvoří magnetický tok $\Phi_s(t)$ podle:

$$\Phi_s(t) = \frac{1}{N_S} \int u_1(t) dt, \quad (1.2)$$

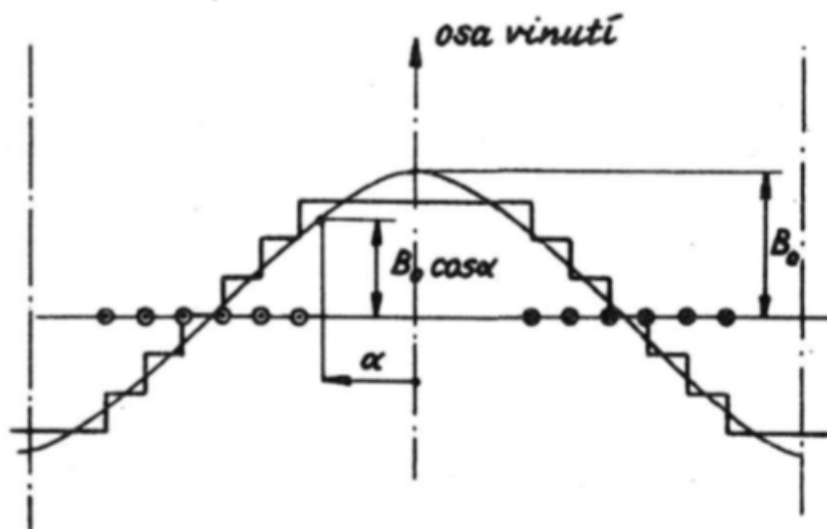
kde $\Phi_s(t)$ je statorový tok, $u_1(t)$ je vstupní napětí a N_S počet statorových vodičů. Kdyby se na napětí pohlíželo v libovolném nekonečně krátkém okamžiku, mohlo by se považovat za konstantní veličinu. Kdyby bylo podél vzduchové nekonečné množství drážek, mohli bychom do každé z nich naskládat takový počet vodičů, aby podél vzduchové mezery vytvořily harmonickou funkci magnetomotorického napětí. Nazýváme takové vinutí fází. K této fázi můžeme přidat další 2 fáze, které budou identické a pouze prostorově otočené o $\pm 120^\circ$ vůči sobě. Každá fáze by vytvořila stejnou

funkci o stejné frekvenci a amplitudě pouze prostorově posunutou. Sečtením příspěvku z každé fáze vznikne nová funkce o stejné frekvenci. Ve skutečnosti není průběh zcela hladký, protože je diskretizován konečným počtem drážek a vodičů v nich, jak je naznačeno na Obr. 1-2 pro dvoupólový stroj. [5]

Jestliže se tedy přivede vstupní harmonické napětí $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ na jednotlivé fáze, vznikne po obvodu vzduchové mezery harmonická funkce, která se navíc mění po obvodu rychlostí $\omega_1 = \omega_s$, jenž se nazývá synchronní rychlost nebo také statorová. Připojením na trojfázovou síť se získá snadno točivé magnetické pole. Magnetická indukce $B(t)$ je dána vztahem (pro jednu fázi):

$$B(t) = \frac{1}{N_S \cdot S_{Fe}} \int u_1(t) dt, \quad (1.3)$$

kde $B(t)$ je indukce vytvořená statorovým vinutím, S_{Fe} je plocha obepnutá jednotlivou statorovou cívkou, N_S je počet závitů v cívce, a $u_1(t)$ je vstupní napětí. [3,5]



Obr. 1-2 Rozložení magnetomotorického napětí podél mezery [3]

Poznámka: Magnetický tok Φ závisí na magnetomotorickém napětí a magnetické vodivosti z Hopkinsonova zákona. Magnetomotorické napětí je pak ve stroji dáno součtem ze statoru a rotoru. To se ale v rámci zátěže naprázdno, a při jmenovité zátěži, příliš nemění a dalo by se považovat za konstantní podobně jako při uvažování rozpojeného rotoru. To je důležité, protože magnetické namáhání železa je dáno návrhem statorového vinutí [3].

Z rovnice 1.3 je patrné, na čem závisí velikost sycení. Platí nepřímá úměra mezi $N_S \cdot S_{Fe}$ a B , jenž je důležitý parametr každého materiálu. Velikost integrálu napětí je přímou úměrou sycení. Odtud plyne známý poměr $\frac{U}{f}$, který se nesmí překročit, neboť by docházelo k přesycování materiálu. [3,5,7]

Zůstaňme dále u rovnice (1.2) a přidejme k ní (1.4):

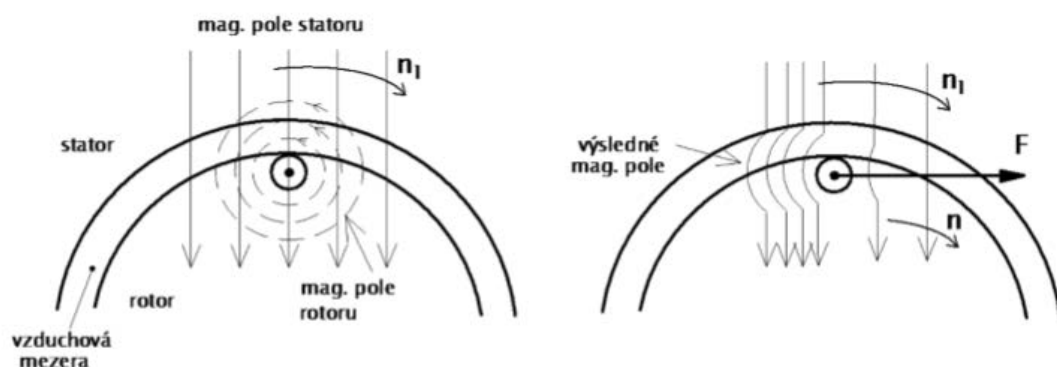
$$\int u_1(t) dt = \Phi_s(t) \cdot N_S = L_S \cdot i_\mu(t). \quad (1.4)$$

Magnetický tok odpovídá magnetizačnímu proudu a satorové indukčnosti. Z rovnic je zřejmé, že je do satoru vnuceno napětí, které vytvoří magnetický tok, tedy daný součin $\max \int u_1(t) dt = L_S \cdot i_\mu$. Velikost vzduchové mezeru ovlivňuje magnetickou vodivost Λ , tedy indukčnost i magnetizační proud i_μ . I když se jedná o jalový proud, pořád je to proud, který působí činné ztráty a je tedy snaha ho snížit. Odtud je patrné, že chceme minimalizovat vzduchovou mezeru. [3,5,15]

Nyní se dostáváme k rotoru. V rotorovém vinutí se indukuje napětí u_{rot} podle indukčního zákona:

$$u_{rot}(t) = N_r \frac{d\Phi_{rot}(t)}{dt}, \quad (1.5)$$

kde $u_{rot}(t)$ je indukované napětí na rotoru vlivem satorového pole a $\Phi_{rot}(t)$ je tok, který prostupuje do rotoru neboli $\sim \Phi_S(t)$. Jelikož rotorové vinutí tvoří uzavřený obvod, může jím téct rotorový proud $i_{rot}(t)$. A jako každý proud protékající vodičem, i ten rotorový, vytvoří magnetické pole rotoru. Jako výsledek interakce dvou polí je získána tažná síla F působící na rotor (uvažuje se nehybný sator) na Obr. 1-3. [3,5,15]



Obr. 1-3 Síla působící na rotor [5]

Satorové pole se otáčí synchronní rychlostí ω_S , ale aby mohl platit indukční zákon, musí platit, že derivace $\Phi_{rot}(t)$ podle času je nenulová. Rotor se nutně musí otáčet jinou rychlostí než synchronní. Zavádí se tzv. skluzová rychlost rotoru $\omega_{skl,el}$ podle rovnice:

$$\omega_{skl,el} = \omega_S - \frac{n \cdot p}{60} \cdot 2\pi, \quad (1.6)$$

kde $\omega_{skl,el}$ je skluzová rychlost rotoru, ω_S je synchronní rychlost, n mechanická rychlost rotoru v ot/min, p počet pólů na satoru.

Rotorové napětí U_{rot} bude úměrné toku v rotoru a skluzové frekvenci:

$$U_{rot} \sim \Phi_S \cdot \omega_{skl,el}, \quad (1.7)$$

kde Φ_S je satorový tok a $\omega_{skl,el}$ je skluzová rychlost rotoru. [5,6]

Velikost Lorenzovy síly F působící na vodič délky l , jímž prochází proud i nacházející se v magnetickém poli B lze popsat jako $F = I \cdot l \times B$. Velikost momentu M lze definovat jako síla F působící na rameno o poloměru r $M = F \cdot r$. Sloučením těchto jednoduchých

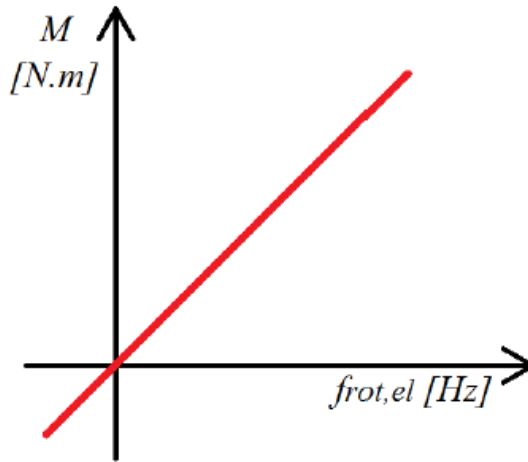
úvah je jasné, že moment M asynchronního motoru bude úměrný magnetické indukci ze satoru B_s a proudu rotorem I_{rot} :

$$M \sim B_s \cdot I_{rot}, \quad (1.8)$$

kde B_s je satorová indukce a I_{rot} je proud rotorem. Proud rotorem je úměrný indukovanému napětí neboli skluzové frekvenci podle (1.7). Rovnici (1.8) lze dále upravit. Výsledný moment je zcela jistě úměrný kvadrátu satorové indukce, skluzovému kmitočtu a rotorovému odporu:

$$M \sim B_s \cdot I_{rot} = B_s \cdot \frac{U_{rot}}{R_{rot}} \sim B_s \cdot \frac{\Phi_s \cdot \omega_{skl,el}}{R_{rot}} \sim B_s^2 \cdot \frac{f_{skl,el}}{R_{rot}}, \quad (1.9)$$

kde R_{rot} je činný odpor rotoru, B_s je satorová indukce, I_{rot} je proud rotorem, B_s je satorový indukce a $f_{skl,el}$ je skluzový kmitočet rotoru. Z rovnice (1.9) je patrné, že teoreticky by momentová charakteristika měla být přibližně lineární při uvažování konstantního napájení. To je znázorněno na Obr. 1-4. [5]

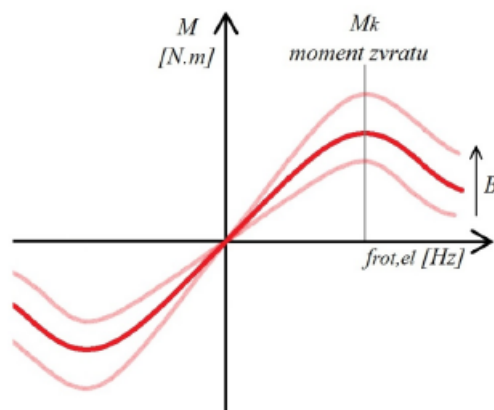


Obr. 1-4 Závislost momentu na skluzové frekvenci ideálního stroje [5]

Při rostoucí skluzové frekvenci začne být velikost rozptylové reaktance L_σ nezanedbatelná vůči odporu a v určitém bodě moment dosáhne svého maxima, jak je znázorněno na Obr. 1-5. Tomuto místu se říká bod zvratu. Proto nelze uvažovat pouze samotný činný odpor, ale musí se sečíst s rozptylovou indukčností L_σ . To je nutno zohlednit v rotorovém proudu I_{rot} :

$$I_{rot} = \frac{U_{rot}}{\sqrt{R_{rot}^2 + (\omega_{skl,el} \cdot L_\sigma)^2}}, \quad (1.10)$$

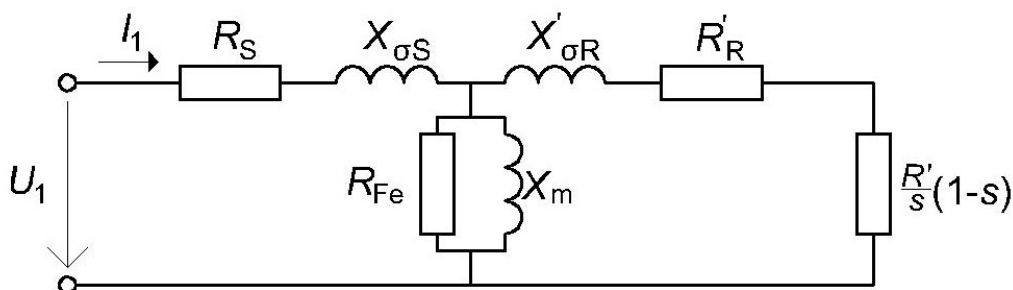
kde je U_{rot} indukované napětí rotoru, R_{rot} je činný odpor rotoru a L_σ je rozptylová indukčnost. Za bodem zvratu už moment obvykle klesá, což se projevuje výraznými ztrátami v rotoru a tedy není vhodné motor v tomto režimu provozovat. [5]



Obr. 1-5 Moment s uvažováním rozptylové indukčnosti [5]

1.3 Náhradní schéma

Analytický popis reálného motoru je v praxi velmi obtížný úkol, zdá se, že nemožný. Ve většině případů vycházejí návrhové vztahy z empirických zkušeností, různých grafů a tabulek. Náhradní schéma indukčního motoru bývá obvykle myšlené spojení odporů a reaktancí volené tak, aby co nejlépe vyjadřovalo vlastnosti skutečného stroje. Pro analýzu se využívá T-článek naznačený na Obr. 1-6. [1,6]. Pro řízení jsou zase vhodnější Γ -článek.



Obr. 1-6 Náhradní schéma jedné fáze ASM [1]

Každé vinutí má svůj činný odpor (v případě statoru R_S a v případě rotoru R'_R , který je přepočítaný na stranu statoru) a vlastní rozptylové indukčnosti (v případě statoru $X_{\sigma S}$ a v případě rotoru $X'_{\sigma R}$, která je přepočítaná na stranu statoru). Fiktivní odpor R_{Fe} pak představuje ztráty v magnetickém obvodu a X_m představuje magnetizační indukčnost, jejíž napětí je právě menší o úbytek na odporu R_S a reaktanci $X_{\sigma S}$. Mechanický výkon je pak reprezentován fiktivním elektrickým odporem $\frac{R'_R}{s}(1-s)$, kde s je skluz. Všechny charakteristiky (moment, účinnost, účiník, odebíraný proud atd.) pak lze odvodit z tohoto schématu. Jednotlivé prvky schématu nejsou konstanty. Odpory vinutí jsou závislé na

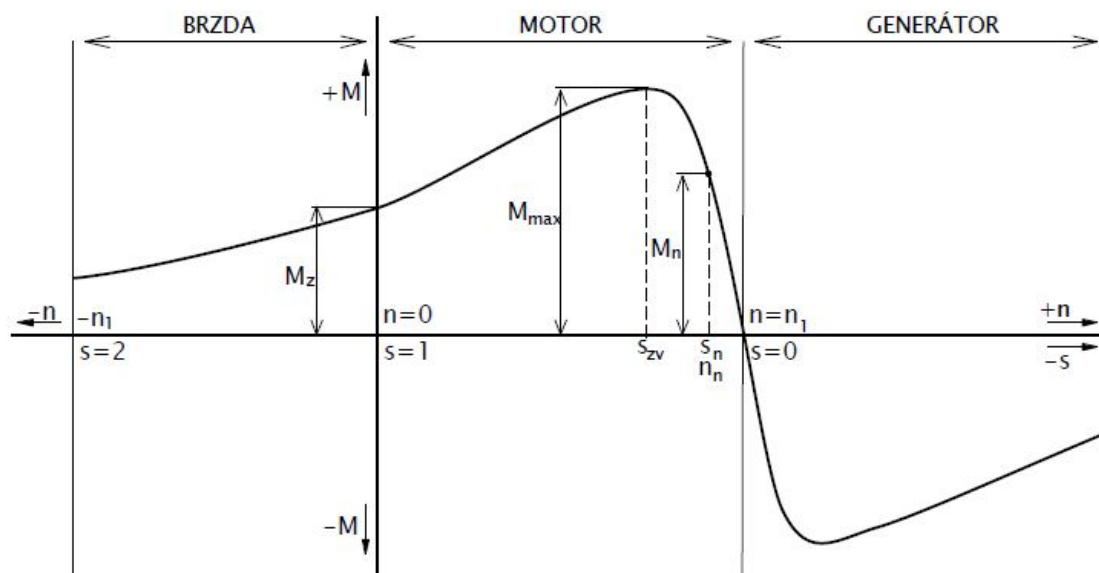
teplotě a reaktance jsou zejména závislé na proudech statoru a rotoru a skluzu. Při zvětšení proudu vzroste sycení cest, po kterých se mohou uzavírat rozptylové reaktance, které tak klesají. Zejména při rozběhu se pak uplatňuje vliv skin efektu v rotoru. Ten vytlačuje rotorový proud v drážce ve směru kolmém na směr rozptylových indukčních čar. Vytlačuje ho tedy směrem ke vzduchové mezeře, tím se zvětší odpor klece a vzroste záběrný moment, což je žádoucí. Při normálním provozu proud využívá celou plochu drážky. To neznámá, že by schéma neplatilo obecně, jen by se mělo přepočítat pro každou hodnotu skluzu. Obvykle se při chodu naprázdno a jmenovitém stavu bere střední hodnota těchto dvou, protože změny jsou zanedbatelné. [1,5,6,8,12]

1.4 Momentová charakteristika z náhradního schématu

Momentová charakteristika je závislost momentu na skluzu nebo mechanických otáčkách motoru. Ve chvíli připojení na síť rotor stojí $n = 0$ a má maximální skluz $s = 1$ a tak se rozeběhá záběrným momentem. To je velmi důležitý parametr, neboť motor musí překonat moment zátěže [6].

Dalším charakteristickým bodem pro motor je bod zvratu. Vpravo od něj se nachází bezpečná provozní oblast, pro kterou je motor navržen. Vlevo od něj je rozběhová oblast, v které by se měl motor nacházet pouze v době rozběhu. Tato oblast je charakteristická velkými ztrátami a nestabilitou. Z toho důvodu se stanovuje poměr momentové přetížitelnosti M_{max}/M_n . Když se motor dostane do této oblasti při provozu ze jmenovitého stavu, může se i zastavit. V oblasti, kdy jsou otáčky motoru rovny synchronním $n = n_s$, motor z principu nevytváří moment, tedy výkon [6].

Při rychlosti nad synchronní otáčky se motor dostává do generátorového režimu. Naopak při připojení na síť a otáčení proti jeho přirozenému smyslu funguje jako brzda. [6]



Obr. 1-7 Momentová char. asynchronního motoru [6]

2 ANALÝZA ZTRÁT

Tato kapitola se zabývá vznikem různých typů ztrát zejména v asynchronním motoru a možným řešením, jak tyto ztráty snížit.

Účinnost je měřítkem, jak hospodárně daný motor pracuje, tedy kolik dodané energie přeměňuje na užitečnou mechanickou práci. Ztráty v tomto procesu způsobují oteplení motoru. Nejvíce citlivé jsou izolační materiály, které rychle degradují při zvýšené teplotě a tak určují životnost stroje. Ve stroji lze charakterizovat několik hlavních zdrojů:

- Joulovy ztráty způsobené průchodem proudu ve vinutí a kartáčích,
- ztráty v magnetickém obvodu – ztráty hysterezní způsobené přemagnetováváním materiálu a ztráty vířivé způsobené procházením naindukovaného proudu,
- mechanické ztráty třením a také ventilační,
- dodatečné ztráty, aby byly výsledky měření a výpočtu blíže skutečnosti – jsou to ztráty vyvolané například rozptylovými toky, dielektrické ztráty či ztráty vlivem střihu, které jsou analyticky velmi obtížně řešitelné [1,5,7,8].

2.1 Ztráty

Účinnost stroje lze psát:

$$\eta = \frac{P_0 - \Delta P}{P_0}, \quad (2.1)$$

kde P_0 je příkon stroje a ΔP jsou celkové ztráty. Činný příkon u 3f ASM lze obecně spočítat jako $P_0 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi$, kde m_1 je počet fází, U_1 je napětí na každé zátěži, I_1 proud zátěží a $\cos \varphi$ je účinník [6].

Celkové ztráty jsou pak složeny z:

$$\Delta P = P_{js} + P_{Fe} + P_{jr} + P_{mech} + P_d, \quad (2.2)$$

kde P_{js} a P_{jr} jsou Joulové ztráty ve statoru a rotoru, P_{Fe} jsou celkové ztráty v železe, P_{mech} jsou mechanické ztráty a ventilační a P_d jsou dodatečné ztráty [7].

2.1.1 Joulové ztráty

Průchodem kvadrátu proudu vznikají ve vodiči Joulové ztráty, které jsou dominantní zejména u malých strojů s výkonem do cca 1 kW, kde mohou tvořit až 50 %. Ze známého odporu vodiče a proudu jsou snadno poměrně přesně spočitatelné analyticky. U velkých strojů, kde vodič nabývá velkých průřezů nebo v oblasti skluzu blízkého 1, se musí dokonce uvažovat i vliv povrchového jevu (skinefektu). To lze do jisté míry korigovat vhodným tvarem a umístěním vodičů vinutí [7]. Joulové ztráty pro stator i rotor obecně jsou:

$$P_j = m \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta \vartheta) \cdot k \cdot R \cdot I^2, \quad (2.3)$$

kde m je počet fází, α je odporový součinitel vodiče, $\Delta\theta$ oteplení vodiče oproti okolí, k je uvažování povrchového jevu, R je satorový odpor fáze nebo myšlený odpor fáze rotoru při uvažované teplotě okolí a I je procházející proud fází [3,7].

2.1.2 Ztráty v železe

Pro určení ztrát v železe se obecně používá vztah:

$$P_{Fe} = P_h + P_v + P_{př}, \quad (2.4)$$

kde P_h jsou hysterezní, P_v vířivé a $P_{př}$ jsou dodatečné ztráty většinou udávané [Wkg^{-1}]. Ztráty se uvažují především ve statoru, který je namáhán vstupní napájecí frekvencí f_1 , protože v rotoru, který se vůči statorovému poli točí skluzovou frekvencí $s \cdot f_1$, vznikají řádově nižší ztráty, proto se v některých aplikacích dokonce zanedbávají. Ztráty v železe rotoru nabývají většího významu při přetěžování nebo při rozběhu motoru, kdy je velký skluz, tedy frekvence. [1,3,8,9].

Hysterezní ztráty mají význam energie W , která je nutná k přemagnetování železa po BH křivce daného materiálu určitého objemu V při dané frekvenci f [3]:

$$P_h = f \cdot V \cdot \underbrace{\oint H dB}_W, \quad (2.5)$$

obvykle jsou vztaženy na jednotku hmotnosti. Proto se používají pro stroje magneticky měkké materiály, které mají úzkou smyčku, tedy malou měrnou hodnotu integrálu. Určují se podle vztahu 2.6:

$$P_h = k_h \cdot B_m^\alpha \cdot f, \quad (2.6)$$

kde k_h je koeficient měrných hysterezních ztrát, B_m je maximální indukce, f je frekvence a α je konstanta pro daný materiál [9]. Při analytickém výpočtu je důležité magnetický obvod rozdělit na dostatečný počet úseků, protože vlivem ohýbání, zužování nebo rozšiřování se pole zhušťuje nebo zředňuje a mění se podstatně indukce. Když se bude udržovat konstantní sycení, pak jsou hysterezní ztráty úměrné frekvenci

$P_h \sim W \cdot f \sim B^2 \cdot f \sim f$. Když ale budu udržovat konstantní amplitudu napětí, sycení bude nepřímo úměrné frekvenci a hysterezní ztráty pak také $P_h \sim W \cdot f \sim B^2 \cdot f \sim \left(\frac{U}{f}\right)^2 \cdot f \sim \frac{1}{f}$.

[5]

Vířivé ztráty vznikají díky existenci střídavého magnetického pole. Vlivem indukovaného napětí je umožněn průchod proudu skrz odporový materiál (plech). Rovnice pro vířivé ztráty je:

$$P_v = k_v \cdot (B_m \cdot f)^2, \quad (2.7)$$

kde k_v je koeficient měrných vířivých ztrát, B_m je maximální indukce, f je frekvence. Jak je vidět, vířivé ztráty rostou s druhou mocninou [3,9]. Magnetické vířivé proudy jsou opak elektrického povrchového jevu.

Přídavné ztráty respektují chyby v mikrostruktuře materiálu:

$$P_{př} = k_{př} \cdot (B_m \cdot f)^{1,5}, \quad (2.8)$$

kde $k_{př}$ je koeficient měrných přídavných ztrát, B_m je maximální indukce, f je frekvence. Koeficienty k_h a k_v lze běžně najít v katalogích výrobce. Koeficient k_v lze dokonce spočítat, protože se jedná o jakýsi elektrický odpor (který závisí na vodivosti, průřezu a hustotě) [9].

Jak již bylo zmíněno, ztráty se dnes počítají pomocí CAD programů metodou konečných prvků, např. Ansys Maxwell, CST studio apod. Nicméně se téměř vždy pracuje do velké či malé míry s linearizovaným modelem a materiálem. I přes velký výpočetní výkon jsou stále upřednostňovány 2D modely kvůli úspoře času. Velký vliv na materiál má například stříh, který poškozuje mikrostrukturu materiálu a tím velice významně degraduje BH křivku. Poškozené oblasti mohou nabývat i řádu jednotek milimetrů. Ve stroji malých výkonů kolem jednotek kW jsou právě rozměry kritických částí, např. zubů stejného řádu rozměrů. Další problém stříhu je vznik otřepů, které vytváří ostré hrany, které mohou poškodit izolaci mezi plechy a tím umožnit vznik elektrického kontaktu. Dále pak bývá ve statorovém paketu otvor pro nýty, či v některých skládacích procesech se užívá sváru. To vše má za následek výrazné zvýšení vířivých ztrát. Všechny ztráty v železe a s přenosem tepla od vinutí způsobují jeho ohřev. Výsledná teplota má pak zásadní vliv na životnost izolantu. Jedinou výhodou vyšší teploty jsou klesající vířivé ztráty [9,10,14].

2.1.3 Mechanické ztráty

Mechanické a ventilační ztráty P_{mech} obsahují ztráty třením, ztráty ventilátoru na vytvoření chladicího proudu vzduchu, ztráty v ložiskách a ztráty třením v kluzném kontaktu. Analyticky je lze spočítat přibližně [1,7], a proto se užívá empirických vztahů. Přesněji se určují až při měření vyrobených strojů nebo pomocí metody konečných prvků. [1,2]

2.1.4 Dodatečné ztráty

Dodatečné ztráty P_d vznikají jako důsledek přítomnosti vyšších nepracovních harmonických. Některé závisejí na napětí a nemění se zatížením, jiné závisí na proudu, tedy na zatížení. Mezi dodatečné ztráty naprázdno patří povrchové a pulsní. Povrchové ztráty vznikají jako důsledek pulsní indukce vlivem zubů ve vzduchové mezeře. Indukce v každém bodě (řekněme třeba na povrchu rotoru) se bude měnit od největší, tj. pod zubem statoru, po nejmenší, tj. pod drážkou statoru. Zubová frekvence f_z takovýchto pulsní je nutně dána počtem drážek a rychlosti otáčení $f_z = \frac{nQ}{60}$. Elektromotorické napětí vzniklé z těchto pulsní vytvoří vířivé proudy v tenké povrchové vrstvě. Proto se tyto ztráty obvykle vztahují na jednotku plochy [Wm^{-2}]. Zuby statoru vyvolají ztráty v rotoru a naopak. Pulsní ztráty vznikají ve stroji s drážkami na statoru i rotoru. Vznikají díky pulsní mag. toku v zubech rotoru, který vede ke vzniku vířivých proudů v zubech statoru a naopak. Určují se tedy zvlášť pro zuby rotoru i statoru. Dodatečné ztráty závislé na zatížení vznikají ve vinutí i v železe. Zatěžovací proud vytváří rozptylové toky spřažené s vodiči vinutí, ve kterých se indukují vířivé proudy, které ovšem nejsou součástí výpočtu ztrát ve vinutí. Pole od rozptylových toků se sčítá s pracovním polem zubů a zvyšuje tak povrchové a pulsní ztráty. [1,9]

2.2 Zvýšení účinnosti

Na účinnost má samozřejmě vliv počet statorových drážek, počet rotorových drážek a vnější rozměry stroje. V kapitole 2.1 jsou vyjmenovány nejdůležitější ztráty, proto hlavní zvýšení účinnosti je možné pomocí snížení odporu statorového vinutí, rotorové klece a snížení ztrát plechů mag. obvodu. Snížit odebíraný proud (Joulové ztráty) lze i vhodnou optimalizací tvaru drážek nebo změnou délky magnetického obvodu. Druhotně při menším oteplování se budou snižovat ventilační ztráty. Pravděpodobně vždy bude vyšší účinnost vykoupena vyšší výrobní cenou v důsledku větší spotřeby materiálu nebo použití kvalitnějších materiálů a nutnosti vyrobit nové nástroje.[9]

2.2.1 Snížení odporu statoru

Joulové ztráty ve statoru jsou vždy dominantní, a to jak u velkých pohonů v řádu stovek kW, kde tvoří obvykle zhruba čtvrtinu, tak u malých motorků v řádu stovek W až jednotek kW, kde mohou tvořit i polovinu celkových ztrát. Ztráty z (2.3) závisí především na odporu a kvadrátu proudu. Odpor vinutí lze nejjednodušeji snížit zvýšením průřezu za předpokladu maximálního přípustného plnění drážky a nebo použitím materiálu s lepší vodivostí. Dále lze někdy zkrátit čela, což většinou nepřináší výrazné zlepšení. Snížit odpor lze snížením počtu závitů. Z náhradního schématu vidíme, že klesne-li statorový odpor, zvýší se syčení vlivem vyššího napětí na magnetizační indukčnosti. Při snížení počtu závitů závisí syčení nepřímo úměrně dokonce druhé mocnině počtu závitů, jak je vidět v (1.3). Tak či tak vždy se zvýší syčení, protože klesne magnetizační indukčnost a vzroste magnetizační proud. Při velmi nevhodném návrhu mohou ztráty dokonce vzrůst. Jedná se tedy vždy o kompromis.[9]

2.2.2 Snížení rotorového odporu

U vinutích rotorů je řešení obdobné jako u statoru. U malých strojů je vždy dominantní užití rotoru s klecí z hliníku. Odpor klece se dá zase snížit zvýšením průřezu drážky a kruhů. To znamená nový nástroj, což není chtěné, a navíc by se mohly zúžit zuby a tím zvýšit syčení a ztráty v železe. Odpor klece navíc úzce souvisí se skluzem, a tedy pracovním bodem. Další možností je použít materiál s lepší vodivostí, například měď. Ovšem ta má teplotu tání mnohem vyšší (zhruba 1084 °C proti 660 °C), a tak odlít celou klec je velmi technologicky náročné, tedy drahé. Snížením odporu se také sníží záběrný moment, jak naznačuje (1.8) a (1.9), což povede ke vzrůstu záběrného proudu. [9]

2.2.3 Snížení ztrát plechů

Tyto ztráty nabývají zhruba kolem pětiny celkových ztrát u motorů s výkonem kolem jednotek kW. Snížení je možné použitím tenčích plechů, což bude mít kladný vliv na vířivé ztráty. Dále lze při návrhu počítat s nižším syčením. Další možností je použití plechů s nižšími měrnými ztrátami. Takové plechy obvykle obsahují více křemíku a koleno BH křivky leží níže, což nutí zároveň k návrhu s nižší indukcí. Proto je často nutné prodloužit axiální délku. Jak již bylo zmíněno, velký problém bývá degradace hran po prostřížení. To lze do jisté míry zlepšit žíháním. [9]

2.2.4 Axiální prodloužení svazku

Další zde zmiňovanou úpravou je možnost prodloužení axiální délky svazku, změna počtu statorových a rotorových plechů. Moment je přímo úměrný délce svazku l , indukci B ve vzduchové mezeře a proudu ve vodiči I dle vztahu pro Lorentzovu sílu $M \sim B \cdot I \cdot l$. Při prodlužování klesá indukce v mezeře a roste odpor v rotoru. Důsledkem je snížení rotorového proudu, potažmo momentu. Pro zachování původního momentu se jeví jako vhodné snížit počet statorových závitů, tím vzroste sycení a sníží se i odpor statorového vinutí, což bude mít jistě pozitivní vliv na Joulové ztráty. Oproti tomu lze zvýšit rotorový proud snížením odporu a rozptylové reaktance, což je komplikovanější varianta. V každém případě se změní téměř všechny vlastnosti stroje – účinník, proud, sycení a většina elektromagnetických ztrát. Výhodou je, že se nemusí investovat do nového prostřihovačů. Nevýhodou bude jistě větší spotřeba materiálu a hlavně omezení rozměry kostry. [1,8,9]

2.2.5 Optimalizace tvaru drážek

Optimalizací tvaru se dá v některých případech velmi efektivně zlepšit účinnost. Tvar má vliv na většinu parametrů stroje. Vhodným návrhem lze ovlivnit magnetizační indukčnost a rozptylovou, tím snížit např. magnetizační proud a Joulové ztráty, ale i sycení cest a ztráty v železe. S tím je úzce spojená momentová charakteristika. Optimalizace bude omezena možností vyrobitelnosti stroje, například plněním drážky či použitím technologicky náročných materiálů. S výhodou využívají různé možnosti optimalizačních programů.

3 ANALYTICKÝ VÝPOČET

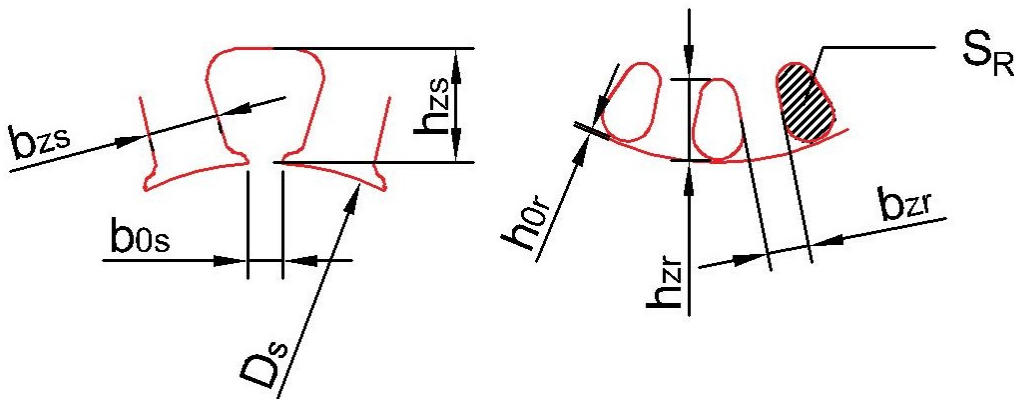
Tato kapitola popisuje analytický výpočet a rozbor jednotlivých částí stroje a výpočet prvků náhradního schématu.

Analyzovaným strojem je třífázový motor. Motor je dvoupólový s kotvou nakrátko, krytím IP20, zapojený do hvězdy. Při výpočtech je k dispozici výkresová dokumentace stroje, která nebude zveřejněna. Při výpočtech se postupuje jako při návrhu nového stroje s ohledem na konkrétní stroj.

Tab. 3-1 Štítkové údaje analyzovaného stroje

U [V]	P_2 [W]	I_n [A]	n [ot/min]	f_1 [Hz]
400	180	0,6	2650	50

Protože se jedná o stále komerčně vyráběný motor, jak již bylo zmíněno, nelze zveřejnit všechny technické údaje. Nicméně pro lepší orientaci v textu a představě tvaru a používaných rozměrů pro výpočty je na obrázku 3-1 a obrázku 3-2 znázorněn tvar drážky statoru a rotoru. Při výpočtech v této kapitole se vychází z literatury [1], není-li uvedeno jinak v samostatné citaci.



Obr. 3-1 Skut. tvar statorové drážky

Obr. 3-2 Skut. tvar rotorové drážky

3.1 Výpočet indukce

Stator i rotor jsou vyrobeny z plechů M700-50A. Požadovaný výkon na hřídeli je $P_2 = 180$ W. Vnitřní výpočtový výkon P_i je dán rovnicí:

$$P_i = P_2 \frac{k_E}{\eta \cdot \cos \varphi} = 180 \frac{0,973}{0,72 \cdot 0,85} \doteq 286,2 \text{ W}, \quad (3.1)$$

kde P_2 je žádaný výkon na hřídeli, činitel k_E odečten z grafu ([1]-6.8/201) vzhledem k vnitřnímu průměru statoru D_s , η je předpokládaná účinnost a $\cos \varphi$ je účiník. Činitel

k_E má význam poměru indukovaného napětí ku jmenovitému napětí stroje.

Určení pólové rozteče stroje t_p je dáno:

$$t_p = \frac{\pi \cdot D_s}{2p} = \frac{\pi \cdot 38,5}{2 \cdot 1} \doteq 60,48 \text{ mm}, \quad (3.2)$$

kde p je počet pól páru a vnitřní průměr statoru D .

Počet drážek na pól a fázi zjistíme z rovnice:

$$q = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m_1} = \frac{12}{2 \cdot 1 \cdot 3} = 2, \quad (3.3)$$

kde Q je počet drážek statorového svazku získaný z dokumentace a m_1 počet fází.

Výpočet závitů N_{S1} sériových cívek v Q drážkách:

$$N_{S1} = \frac{V_d \cdot Q}{2 \cdot m \cdot a_1} = 604 \quad (3.4)$$

kde V_d je počet vodičů v drážce, Q počet statorových drážek, m počet fází a a_1 počet paralelních větví.

Činitel rozlohy statorového vinutí je dán rovnicí [3]:

$$k_{v1} = k_{y1} \cdot k_r, \quad (3.5)$$

kde k_{y1} je činitel zkrácení kroku a k_r je činitel rozlohy (3.6):

$$k_r = \frac{0,5}{q \cdot \sin \frac{30^\circ}{q}} = \frac{0,5}{2 \cdot \sin \frac{30}{2}} \doteq 0,966, \quad (3.6)$$

Vzhledem k tomu, že v tomto případě se jedná o jednovrstvé vinutí, činitel k_{y1} je roven jedné. Celkový činitel vinutí $k_{v1} = 0,966$ podle (3.5).

Pro výpočet magnetického toku Φ vytvořeném statorovým vinutím je zanedbán úbytek na odporu a rozptylová indukčnost:

$$\Phi = \frac{k_E \cdot \frac{U_{1S}}{\sqrt{3}}}{\sqrt{3} \cdot 4 \cdot k_B \cdot N_{S1} \cdot f_1 \cdot k_{v1}} = \frac{0,967 \cdot \frac{400}{\sqrt{3}}}{\sqrt{3} \cdot 4 \cdot 50 \cdot 1,11 \cdot 50 \cdot 604 \cdot 0,966} \doteq 1,723 \text{ mWb}, \quad (3.7)$$

kde činitel k_B má význam rozlohy statorového vinutí, U_{1S} je sdružené napětí a f_1 je síťová frekvence napětí. Činitel tvaru k_B je u ASM dán zploštěním křivky pole ve vzduchové mezeře, což je způsobeno velkým nasycením zubů statoru i rotoru, přičemž se uvažuje harmonické pole.

Magnetická indukce ve vzduchové mezeře B_δ je dána rovnicí:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_\delta \cdot t_p \cdot l} = \frac{1,723 \cdot 10^{-3}}{0,74 \cdot 0,0605 \cdot 0,05} \doteq 0,770 \text{ T}, \quad (3.8)$$

kde α_δ je činitel pólového krytí, t_p je pólová rozteč a l je axiální délka magnetického obvodu. Činitel pólového krytí uvažuje nelineární magnetizační charakteristiky. Při

návrhu se uvažuje harmonické rozložení indukce podél pólu $t_p = \pi/2$. S rostoucím nasycením zubů (kolem kolena BH křivky) činitel narůstá, pole se zplošťuje a může se pohybovat v rozmezí typicky 0,7 – 0,74. V tomto případě velmi malého výkonu se uvažuje velké nasycení a volí se tedy horní hranice.

Magnetickou indukci B_{js} ve jhu statoru a rotoru vypočteme z rovnice:

$$B_{js(jr)} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{js(jr)} \cdot k_{Fe} \cdot l'} \quad (3.9)$$

kde h_{js} je výška jha statoru, k_{Fe} je činitel plnění železa, l axiální délka svazku. Pro rotor platí veličiny v závorce. Vzhledem v malému výkonu není třeba, aby rotor obsahoval ventilační kanály, a proto je délka celého rotoru rovna délce magnetického obvodu. Činitel plnění železa je zvolen 0,97. Výška jha statoru byla odečtena z tech. dokumentace

$$h_{js} = 15,2 \text{ mm.}$$

Vzhledem ke konstrukci rotoru a hřídele zcela jistě prochází část toku i hřídelí, to se dá respektovat vztahem (3.10) a proto je výška jha rotoru h_{jr} :

$$h_{jr} = \frac{2+p}{3,2+p} \left(\frac{D_r}{2} - h_{dr} \right) \doteq 12,37 \text{ mm}, \quad (3.10)$$

kde D_r je průměr rotoru a h_{dr} je výška rotorové drážky.

Po dosazení do (3.9) je magnetická indukce jha statoru rovna:

$$B_{js} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{js} \cdot k_{Fe} \cdot l} = \frac{1,723 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,0152 \cdot 0,97 \cdot 0,05} \doteq 1,17 \text{ T} ,$$

a mag. indukce ve jhu rotoru:

$$B_{jr} = \frac{\Phi}{2 \cdot h_{jr} \cdot k_{Fe} \cdot l} = \frac{1,723 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,0152 \cdot 0,97 \cdot 0,05} \doteq 1,44 \text{ T.}$$

Magnetickou indukci v zubech statoru a rotoru lze spočítat jako:

$$B_{zs(zr)} = \frac{B_s \cdot t_{ds(dr)}}{b_{zs(zr)} \cdot k_{Fe}}, \quad (3.11)$$

kde t_{ds} je drážková rozteč statoru, b_{zs} je střední šířka zubů rovnoběžných částí odečtená na základě dokumentace. Pro rotor platí obdobně vztah v závorkách.

Drážkovou rozteč je možno určit:

$$t_{ds(dr)} = \frac{\pi \cdot D_{s(r)}}{Q_{s(r)}}, \quad (3.12)$$

kde D_s je průměr statoru, Q_s počet statorových drážek a pro rotor naopak.

Po dosazení do vztahu (3.12) lze spočítat drážkovou rozteč statoru:

$$t_{ds} = \frac{\pi \cdot D_s}{Q_s} = \frac{\pi \cdot 0,0385}{12} \doteq 10,08 \text{ mm}$$

a rotoru:

$$t_{dr} = \frac{\pi \cdot D_r}{Q_r} = \frac{\pi \cdot 0,038}{16} \doteq 7,46 \text{ mm.}$$

Magnetická indukce v zubech statoru podle rovnice 3.11:

$$B_{zs} = \frac{B_\delta \cdot t_{ds}}{b_{zs} \cdot k_{Fe}} \doteq 1,58 \text{ T}$$

a magnetická indukce v zubech rotoru:

$$B_{zr} = \frac{B_\delta \cdot t_{dr}}{b_{zr} \cdot k_{Fe}} \doteq 1,8 \text{ T.}$$

3.2 Výpočet magnetizačního proudu

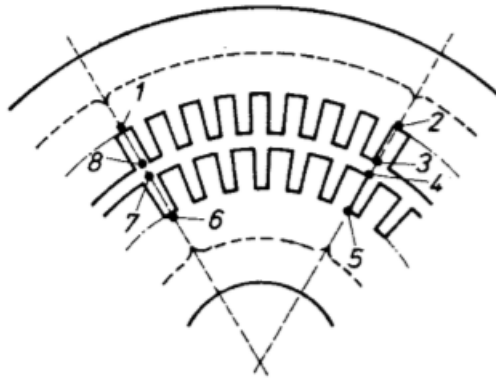
Pro výpočet magnetizačního proudu je potřeba určit celkové magnetické napětí F_m ze vztahu pro celkový uzavřený proud v obvodu:

$$F_m = \oint H \, dl, \quad (3.13)$$

kde H je intenzita magnetického pole podél uzavřené siločáry délky l . Tento integrál se prakticky rozpadne na dílčí úseky, kde se prohlásí, že H je přibližně konstantní podél střední délky indukční čáry:

$$F_m = \sum_{i=1}^n H_i \cdot l_i,$$

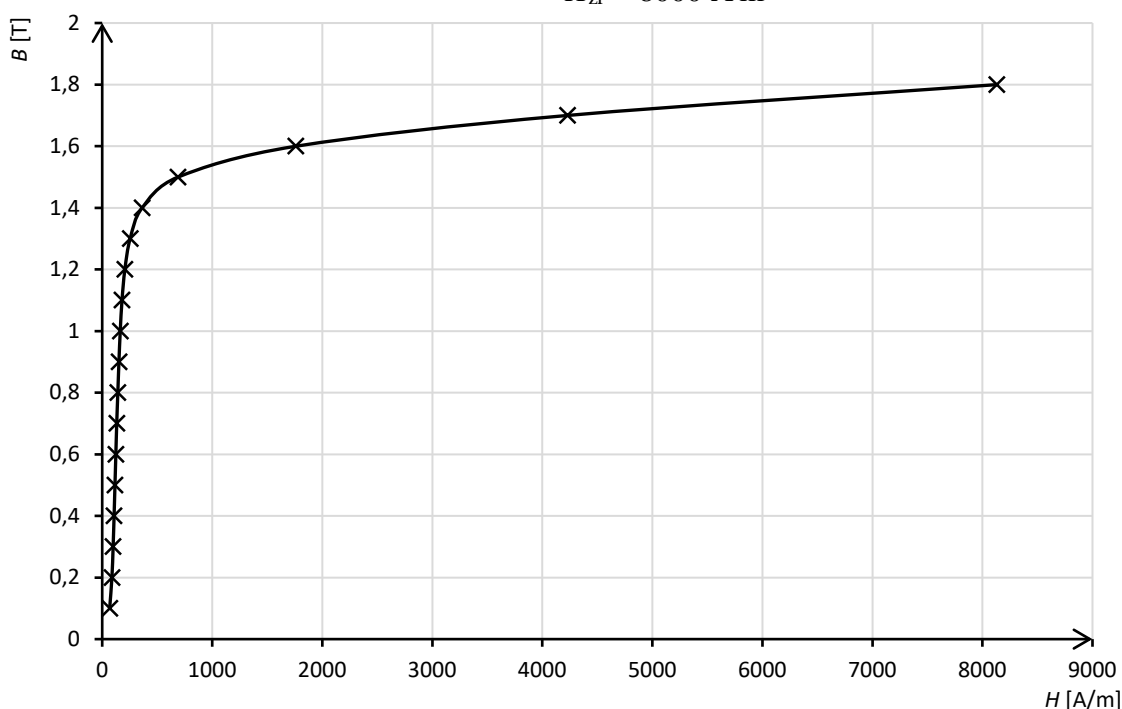
kde n je počet úseků, l_i délka střední indukční čáry a H_i je střední intenzita mag. pole v i -tém úseku. To je znázorněno na Obr. 3-3.



Obr. 3-3 Rozdělení mag. obvodu [1]

Úsek 1-2 představuje jhu statoru, 2-3 a 8-1 zub statoru, 3-4 a 7-8 vzduchovou mezeru, 4-5 a 6-7 zub rotoru a 5-6 jhu rotoru. V předchozí podkapitole byly spočteny magnetické indukce v jednotlivých úsecích. Ze znalosti magnetizační křivky na Obr. 3-4 použitého materiálu M700-50A lze snadno odečíst intenzitu mag. pole pro daný úsek.

Odečtené hodnoty pro dané úseky:

$$\begin{aligned} H_{js} &= 190 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1} \\ H_{jr} &= 450 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1} \\ H_{zs} &= 1450 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1} \\ H_{zr} &= 8000 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1} \end{aligned}$$


Obr. 3-4 Magnetizační funkce materiálu M700-50A [11]

Střední délka indukční čáry ve jhu statoru l_{js} :

$$l_{js} = \frac{\pi(D_e - h_{js})}{2p} = \frac{\pi(85,2 - 15,2)}{2 \cdot 1} \doteq 110 \text{ mm}. \quad (3.14)$$

Střední délka indukční čáry ve jhu rotoru l_{jr} pro dvoupól s rotorem přímo na hřídeli:

$$l_{jr} = 2 \cdot h_{jr} = 2 \cdot 12,37 = 24,74 \text{ mm}. \quad (3.15)$$

Magnetické napětí jha statoru:

$$U_{js} = l_{js} \cdot H_{js} = 0,11 \cdot 190 \doteq 20,89 \text{ A}. \quad (3.16)$$

Magnetické napětí jha rotoru:

$$U_{jr} = l_{jr} \cdot H_{jr} = 0,0249 \cdot 450 \doteq 11,13 \text{ A}. \quad (3.17)$$

Magnetické napětí zubu statoru:

$$U_{zs} = 2h_{zs} \cdot H_{zs} \doteq 23,9 \text{ A}, \quad (3.18)$$

kde h_{zs} je výška zubu statoru, přičemž siločára prochází dvěma zuby.

Magnetické napětí zubu rotoru:

$$U_{zr} = 2h_{zr} \cdot H_{zr} \doteq 96 \text{ A}, \quad (3.19)$$

kde h_{zr} je výška zubu rotoru, přičemž siločára prochází dvěma zuby.

Magnetické napětí ve vzduchové mezeře je dáno:

$$U_{\delta} = \frac{2}{\mu_0} \cdot B_{\delta} \cdot \delta \cdot k_c, \quad (3.20)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua a k_c je činitel vzduchové mezery neboli Carterův činitel.

Vlivem drážkování vzniká mezi zuby mezera, proto není pól zcela hladký. A proto je různý odpor podél jednotlivých částí mezery, pak je rozdělení indukce na ploše mezery nerovnoměrné a magnetické napětí vzrůstá, což vyjadřuje právě Carterův činitel.

Výpočet Carterova činitele v tomto případě pro stator:

$$k_c = \frac{t_{ds}}{t_{ds} - \gamma_s \cdot \delta} \doteq 1,198; \quad (3.21)$$

kde t_{ds} je drážková rozteč statoru, δ velikost vzduchové mezery a koeficient γ_s se spočítá

jako $\gamma_s = \frac{\left(\frac{b_{0s}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{0s}}{\delta}}$, kde b_{0s} je šířka otevření zubu.

Po dosazení do (3.20) je magnetické napětí vzduchové mezery:

$$U_{\delta} = \frac{2}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,77 \cdot 0,25 \cdot 1,198 \doteq 367,1 \text{ A}.$$

Výsledné magnetické napětí obvodu je součet všech dílčích:

$$F_m = U_{js} + U_{jr} + U_{zs} + U_{zr} + U_{\delta} = 20,89 + 11,13 + 23,9 + 96 + 367,1 = 519,02 \text{ A}.$$

Magnetizační proud je pak roven:

$$I_{\mu} = \frac{p \cdot F_m}{0,9 \cdot m_1 \cdot N_{s1} \cdot k_v} = \frac{1 \cdot 519,02}{0,9 \cdot 3 \cdot 602 \cdot 0,966} \doteq 0,33 \text{ A}.$$

3.3 Výpočet statorového odporu

Stator je navinut ze standartního lakovaného měděného vodiče o průměru $d_1 = 0,265 \text{ mm}$, průřezu $S_{ef} = 0,055 \text{ mm}^2$ a o měrné rezistivitě $\rho_{Cu20} = 16,9 \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{mm}^{-1}$,

což platí při teplotě $\vartheta_0 = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pracovní teplota motoru je zvolena $\vartheta = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$. Hodnota měrné rezistivity při pracovní teplotě:

$$\rho_{Cu} = \rho_{Cu20} \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta_0 - \vartheta)) = 16,9 \cdot (1 + 0,004 \cdot (80 - 20)) = 20,8\ \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{mm}^{-1}, \quad (3.22)$$

kde ρ_{Cu20} je měrná rezistivita vodiče při teplotě okolí, ϑ_0 je teplota okolí, ϑ pracovní teplota a α je teplotní součinitel odporu mědi $0,004\text{ K}^{-1}$.

Celkový odpor vinutí jedné fáze stanovíme z obecného vztahu:

$$R_S = \rho_\delta \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{celk}}{S_{ef} \cdot a}, \quad (3.23)$$

kde ρ_δ činitel hloubky vniku, který je vzhledem k pracovní frekvenci a průřezu roven 1, L_{celk} je celková délka drátu fáze, a počet paralelních větví a S_{ef} průřez vodiče. Délku jednoho závitu lze rozdělit na délku čela l_ξ a aktivní délku v paketu l . Délka čela l_ξ jednoho závitu:

$$l_\xi = K_\xi \cdot \frac{\pi(D_s - h_{zs})}{2 \cdot p} \cdot \beta_S + 2 \cdot B' \doteq 83,4\text{ mm}, \quad (3.24)$$

kde činitel $K_\xi = 1,2$ a má význam činitele délky čela vzhledem k počtu pólů a izolaci (*tab. 6.19/244 – [1]*), $\beta_S = 1$ je poměrné zkrácení kroku a $B' = 5\text{ mm}$ je přímá délka vodiče od paketu k ohybu.

Celková délka jedné fáze L_{celk} :

$$L_{celk} = N_{S1} \cdot 2 \cdot (l_\xi + l) = 604 \cdot 2 \cdot (0,0834 + 0,05) \doteq 161,2\text{ m}. \quad (3.25)$$

Výsledný statorový odpor jedné fáze se spočítá podle 3.23:

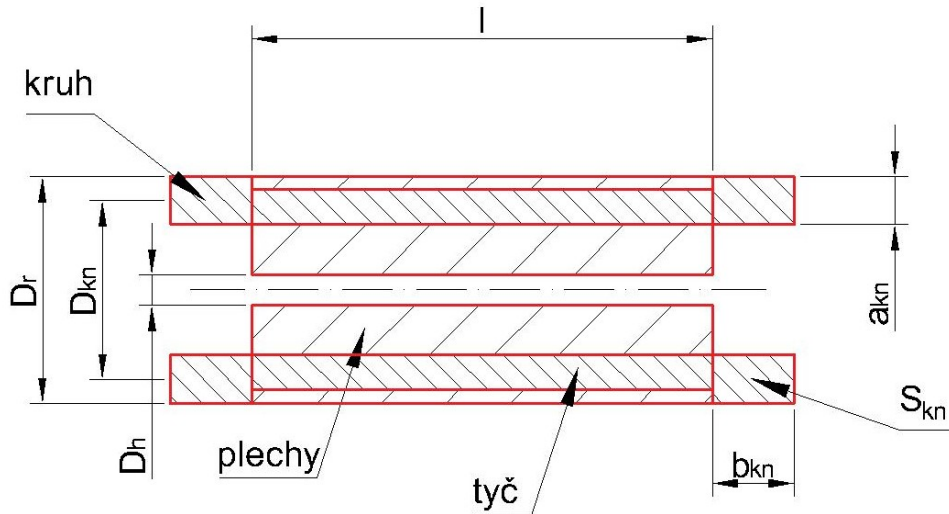
$$R_S = \rho_\delta \cdot \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{celk}}{S_{ef} \cdot a} = 1 \cdot 20,8 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{161,2}{0,0552 \cdot 1} = 61,91\ \Omega.$$

3.4 Výpočet rotorového odporu

Protože se jedná o klecový rotor, považuje se za jednu fázi jedna tyč a obě části zkratovacích kruhů. Pro lepší orientaci myšlených rozměrů slouží následující obr. 3-5. Klec rotoru je vyrobena z hliníku. Měrná rezistivita hliníku $\rho_{Al20} = 33\ \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{mm}^{-1}$, což platí při teplotě $\vartheta_0 = 20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Pracovní teplota rotoru je zvolena $\vartheta = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$. Hodnota měrné rezistivity při pracovní teplotě:

$$\rho_{Al} = \rho_{Al20} \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta_0 - \vartheta)) = 33 \cdot (1 + 0,004 \cdot (80 - 20)) = 40,9\ \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{mm}^{-1}, \quad (3.26)$$

kde ρ_{Al20} je měrná rezistivita vodiče při teplotě okolí, ϑ_0 je teplota okolí, ϑ pracovní teplota a α je teplotní součinitel odporu hliníku $0,004\text{ K}^{-1}$. Protože použitá metoda lití klece zkoumaného motoru není příliš kvalitní, je rezistivita zvýšena o 35 % $\rho_{Al} = 40,9 \cdot 1,35 = 55,2\ \Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{mm}^{-1}$.



Obr. 3-5 Výpočtové rozměry rotoru (řez)

Myšlený odpor fáze rotoru R_R je složen z jedné tyče a části zkratovacích kruhů stanovíme:

$$R_R = R_t + 2 \cdot \frac{R_{kn}}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi p}{Q_r}\right)\right)^2}, \quad (3.27)$$

kde R_t je odpor tyče a R_{kn} je odpor obou kruhů nakrátko.

Odpor tyče se spočítá jako:

$$R_t = \rho_\delta \cdot \rho_{Al} \cdot \frac{L_t}{S_R} \doteq 178,5 \mu\Omega, \quad (3.28)$$

kde $L_t = \frac{l}{\cos \gamma}$ je délka tyče a γ je úhel stočení rotorových drážek na povrchu a S_R je plocha rotorové drážky na obr. 3-2.

Odpor části kruhu mezi dvěma fázemi podle:

$$R_{kn} = \rho_{Al} \cdot \frac{\pi \cdot (D_R - a_{kn})}{Q_R \cdot a_{kn} \cdot b_{kn}} = 2,98 \mu\Omega, \quad (3.29)$$

kde Q_R je počet rotorových drážek a a_{kn} , b_{kn} jsou rozměry kruhů podle obrázku 3-3. Po dosazení do (3.27) je myšlený odpor fáze:

$$R_R = R_t + 2 \cdot \frac{R_{kn}}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi p}{Q_r}\right)\right)^2} = 178,5 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot \frac{2,98 \cdot 10^{-6}}{\left(2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot 1}{16}\right)\right)^2} = 217,6 \mu\Omega.$$

Tento odpor je však nutné přepočítat na primární stranu R'_R podle:

$$R'_R = R_R \cdot m_1 \cdot \frac{(N_{S1} \cdot k_{v1})^2}{Q_r} = 217,6 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot \frac{(604 \cdot 0,966)^2}{16} = 55,5 \Omega. \quad (3.30)$$

3.5 Výpočet rozptylových reaktancí

Reaktance vinutí je dána vzájemnou a vlastní indukčností. Vzájemná je ta, kde tok je spřažen se vstupním i výstupním vinutím. Vlastní nebo také rozptylová indukčnost charakterizuje pole, kde magnetický tok je spřažen pouze s jedním vinutím, což je v případě točivého stroje nechtěné. Rozptylová reaktance se dělí na tři složky: tok v drážce λ_{ds} , tok v čelech vinutí $\lambda_{\epsilon s}$ a diferenční λ_{difs} . Diferenčním tokem se rozumí celkový součet polí od různých harmonických ve vzduchové mezeře, které se avšak nepodílí na vytváření momentu a tak určitou mírou zvětšují celkový rozptyl.

Výpočet rozptylové reaktance statoru $X_{\sigma s}$:

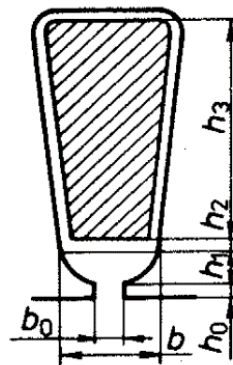
$$X_{\sigma s} = 15,8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{N}{100}\right)^2 \cdot \frac{l}{p \cdot Q_s} \cdot \Sigma \lambda, \quad (3.31)$$

kde f_1 je frekvence napětí, N počet statorových závitů, p počet pól párů, Q_s počet drážek statoru a $\Sigma \lambda$ je součet všech složek rozptylu $\Sigma \lambda = \lambda_{ds} + \lambda_{\epsilon s} + \lambda_{difs}$.

Činitel mag. vodivosti rozptylu drážky λ_{ds} :

$$\lambda_{ds} = \frac{h_3}{3b} \cdot k_\beta + \left(0,785 - \frac{b_0}{2b} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_0}{b_0}\right) \cdot k_{\beta'} = 1,41, \quad (3.32)$$

kde k_β a $k_{\beta'}$ v tomto vztahu závisí na kroku vinutí a pro jednovrstvá nabývá 1. Ostatní rozměry v (3.32) lze určit podle Obr. 3-6.



Obr. 3-6 Statorová drážka pro výpočet rozptylu [1]

Činitel mag. vodivosti rozptylu čel λ_{ϵ} :

$$\lambda_{\epsilon s} = 0,34 \cdot \frac{q}{l} \cdot (l_{\epsilon} - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) = 0,34 \cdot \frac{2}{0,05} \cdot (0,0834 - 0,64 \cdot 1 \cdot 0,0605) = 0,61; \quad (3.33)$$

kde l_{ϵ} je délka čela jedné cívky statoru, β poměrné zkrácení kroku vinutí a t_p pólová rozteč.

Diferenční činitel rozptylu λ_{difs} :

$$\lambda_{difs} = \frac{t_{ds}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{10,1}{12 \cdot 0,25 \cdot 1,2} \cdot 1,41 = 3,95; \quad (3.34)$$

kde činitel ξ se pro polozavřené drážky s uvažováním natočení vypočítá jako:

$$\xi = 2k'_\gamma k_\beta - k_v^2 \left(\frac{t_{dR}}{t_{dS}} \right)^2 \left(\frac{1}{\beta_\gamma^2} \right) = 1,41,$$

kde k'_γ je koeficient v závislosti na drážkové rozteči t_{dS} statoru a t_{dR} rotoru a β_γ . Tento činitel se odečte graficky (6.39/249 – [1]). Činitel natočení drážek rotoru β_γ je poměr b_n / t_{dR} . Po dosažení do (3.31) můžeme spočítat rozptylovou impedanci statoru:

$$X_{\sigma S0} = 15,8 \cdot \frac{f_1}{100} \cdot \left(\frac{N}{100} \right)^2 \cdot \frac{l}{p \cdot Q_1} \cdot (\lambda_{dS} + \lambda_{\epsilon S} + \lambda_{difs}) = 15,8 \cdot \frac{50}{100} \cdot \left(\frac{604}{100} \right)^2 \cdot \frac{0,05}{1 \cdot 12} (1,41 + 0,61 + 3,95) = 7,17 \Omega.$$

Výpočet rozptylové reaktance rotoru $X_{\sigma R}$ bez uvažování natočení drážek:

$$X_{\sigma R} = 7,9 \cdot f_1 \cdot l \cdot (\Sigma \lambda), \quad (3.35)$$

kde $\Sigma \lambda$ je tentokrát součet všech složek rozptylu rotoru, tedy $\Sigma \lambda = \lambda_{dR} + \lambda_{\epsilon R} + \lambda_{difR}$, f_1 frekvence napětí a l délka mag. obvodu.

Činitel mag. vodivosti rozptylu drážky rotoru λ_{dR} :

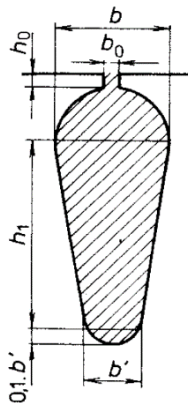
$$\lambda_{dR} = \left(\frac{h_1}{3b} \left(1 - \frac{\pi b^2}{8S_t} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_0}{2b} \right) + \left(0,3 + 1,12 \frac{h_0}{l_2} \cdot 10^6 \right) = 3,23; \quad (3.36)$$

kde rozměry drážky rotoru pro tento výpočet jsou naznačeny na Obr. 3-7, S_t je plocha drážky a l_2 je předpokládaný proud rotorového vinutí.

Proud rotorem I_2 lze spočítat podle

$$I_2 = \frac{2 \cdot m \cdot N_1 \cdot k_v}{Q_2} \cdot k_i \cdot I_n = \frac{2 \cdot 3 \cdot 604 \cdot 0,966}{16} \cdot 0,79 \cdot 0,6 \doteq 104 \text{ A}, \quad (3.37)$$

kde I_n je jmenovitý proud motoru a k_i činitel uvažující vliv magnetizačního proudu a odporů vinutí na poměr primárního/sekundárnímu proudu. Je odečten z grafu, kde je vyjádřen v závislosti na jmenovitém účinníku (6.22/224 – [1]).



Obr. 3-7 Rotorová drážka pro výpočet rozptylu [1]

Činitel mag. vodivosti rozptylu kruhů $\lambda_{\text{čR}}$:

$$\lambda_{\text{čR}} = \frac{2,3D_{kn}}{Q_2 \cdot l \cdot \Delta^2} \log \frac{4,7D_{kn}}{2a_{kn} + b_{kn}} \doteq 0,72; \quad (3.38)$$

kde D_{kn} , a_{kn} , b_{kn} jsou rozměry zkratovacích kruhů naznačených na obr. 3-5, l délka mag. obvodu, Q_2 počet rotorových drážek a Δ je činitel přepočtu proudů v kruhu na proud v tyči $\Delta = 2 \sin\left(\frac{\pi p}{Q_2}\right)$.

Činitel mag. vodivosti diferenčního rozptylu λ_{difR} :

$$\lambda_{\text{difR}} = \frac{t_{dR}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{7,5}{12 \cdot 0,25 \cdot 1,2} \cdot 0,97 \doteq 2,01; \quad (3.39)$$

kde činitel ξ se vypočítá jako

$$\xi = 1 + 0,2 \left(\frac{\pi p}{Q_2}\right)^2 - \frac{\Delta_z}{1 - \left(\frac{p}{Q_2}\right)^2} = 1 + 0,2 \left(\frac{\pi \cdot 1}{16}\right)^2 - \frac{0,04}{1 - \left(\frac{1}{16}\right)^2} = 0,97$$

kde činitel Δ_z závisí na poměru b_0/δ a b_0/t_d – je odečten z grafu (6.39a/249 – [1]).

Nyní lze dosadit do (3.35) a spočítat rozptylovou reaktanci rotoru $X_{\sigma R}$:

$$X_{\sigma R} = 7,9 \cdot f_1 \cdot l \cdot (\lambda_{dR} + \lambda_{\text{čR}} + \lambda_{\text{difR}}) = 7,9 \cdot 50 \cdot 0,05 \cdot (3,23 + 0,72 + 0,97) = 118,8 \mu\Omega.$$

Přepočtená hodnota rozptylové reaktance $X_{\sigma R}$ na primární stranu $X'_{\sigma R}$:

$$X'_{\sigma R} = X_{\sigma R} \cdot 4 \cdot m \cdot \frac{(N_1 k_v)^2}{Q_2} = 118,8 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 3 \cdot \frac{(604 \cdot 0,96)^2}{16} = 30,07 \Omega. \quad (3.40)$$

Vlivem natočení drážek nepříliš výrazně zmenší indukované napětí. Naproti tomu se zvětší více rozptyl statoru, což respektuje činitel σ_γ . Díky natočení se zlepšuje potlačení vyšších harmonických a také vibrační a hlukové vlastnosti, a to zejména u malých motorků, ovšem je to vykoupeno menší momentovou přetížitelností a záběrným momentem.

Činitel natočení drážek σ_γ :

$$\sigma_\gamma = 1 + 0,41 \left(\frac{b_n}{t_p}\right)^2 \frac{U_f}{X_{\sigma S} \cdot I_\mu} = 2,09. \quad (3.41)$$

Rozptylová reaktance fáze statoru s uvažováním natočení drážek:

$$X_{\sigma S} = X_{\sigma S} \cdot \sigma_\gamma = 7,17 \cdot 2,09 = 15,03 \Omega. \quad (3.42)$$

3.6 Výpočet ztrát

3.6.1 Hlavní ztráty v železe statoru

Výpočet příčné větve náhradního obvodu podle obrázku 1-6. Odpor R_{Fe} představuje ztráty v železe. Hmotnost jha statoru m_{js} po zjednodušení na kruhový tvar:

$$m_{js} = \pi \cdot (D_e - h_{js}) \cdot h_{js} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = \pi \cdot (0,085 - 0,0152) \cdot 0,0152 \cdot 0,05 \cdot 0,95 \cdot 7800 = 1,26 \text{ kg}, \quad (3.43)$$

kde ρ_{Fe} je hustota železa.

Přibližná hmotnost zubů statoru m_{zs} :

$$m_{zs} = h_{zs} \cdot b_{zs} \cdot Q_1 \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,19 \text{ kg}, \quad (3.44)$$

kde b_{zs} je střední šířka zubu a h_{zs} je střední výška zubu.

Hlavní ztráty v železe statoru P_{Feh} pak jsou:

$$P_{Feh} = \Delta p_{1T} \cdot \left(\frac{f_1}{50}\right)^\beta \cdot (k_{dj} \cdot B_{js}^2 \cdot m_{js} + k_{dz} \cdot B_{zs}^2 \cdot m_{zs}) = 2,57 \cdot \left(\frac{50}{50}\right)^{1,5} \cdot (1,6 \cdot 1,16^2 \cdot 1,26 + 1,8 \cdot 1,58^2 \cdot 0,19) = 9,29 \text{ W}, \quad (3.45)$$

kde Δp_{1T} jsou měrné ztráty v železe (Wkg^{-1}) při indukci 1 Tesla dle [11], β exponent závislý na druhu oceli, k_{dj} a k_{dz} jsou koeficienty uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku a vliv technologie výroby svazku pro stroje do 250 kW (6.24/265 – [1]), B_{js} a B_{zs} jsou střední indukce ve jhu a zubu statoru spočítané výše a m_{js} a m_{zs} jsou hmotnosti jha statoru a zubů statoru.

3.6.2 Povrchové ztráty ve statoru a rotoru

Povrchové ztráty v zubech statoru. Ztráty vztažené na 1 m^2 :

$$p_{\delta s} = 0,5 \cdot k_{0s} \left(\frac{Q_2 \cdot n}{10000}\right)^{1,5} (B_{0s} \cdot t_{dr} \cdot 10^3)^2, \quad (3.46)$$

a pro rotor:

$$p_{\delta r} = 0,5 \cdot k_{0r} \left(\frac{Q_1 \cdot n}{10000}\right)^{1,5} (B_{0r} \cdot t_{ds} \cdot 10^3)^2, \quad (3.47)$$

kde k_{0s} a k_{0r} je činitel respektující vliv opracování hlav zubů (pro neopracované povrchy se volí v rozmezí 1,4 – 1,8 a povrchy broušené 1,7 – 2,0), B_{0s} a B_{0r} jsou amplitudy pulsací ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů podle (3.48):

$$B_{0s(r)} = \beta_{0s(r)} \cdot k_c \cdot B_\delta, \quad (3.48)$$

kde pro stator $\beta_{0s(r)}$ závisí na poměru otevření drážek rotoru ke vzduchové mezeře

a naopak dle ([1] obr. 6.41), k_c je Carterův činitel.

Amplituda indukce nad hlavami statoru dle (3.48):

$$B_{0s} = \beta_{0s} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0,4 \cdot 1,2 \cdot 0,77 = 0,37 \text{ T}.$$

Amplituda indukce nad hlavami rotoru dle (3.48):

$$B_{0r} = \beta_{0r} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0,25 \cdot 1,2 \cdot 0,77 = 0,23 \text{ T}.$$

Měrné ztráty v zubech statoru dle rovnice (3.46):

$$p_{\delta s} = 0,5 \cdot 1,6 \cdot \left(\frac{16 \cdot 2650}{10000} \right)^{1,5} (0,37 \cdot 0,0075 \cdot 10^3)^2 = 52,98 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}$$

a v zubech rotoru dle (3.47):

$$p_{\delta r} = 0,5 \cdot 1,8 \cdot \left(\frac{12 \cdot 2650}{10000} \right)^{1,5} (0,23 \cdot 0,01 \cdot 10^3)^2 = 27,6 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2}.$$

Celkové povrchové ztráty ve statoru $P_{\delta s}$:

$$P_{\delta s} = p_{\delta s} \cdot (t_{ds} - b_{0s}) \cdot Q_1 \cdot l = 0,24 \text{ W} \cdot \quad (3.49)$$

a celkové ztráty v rotoru $P_{\delta r}$:

$$P_{\delta r} = p_{\delta r} \cdot (t_{dr} - b_{0r}) \cdot Q_2 \cdot l = 0,14 \text{ W} \quad (3.50)$$

3.6.3 Pulsní ztráty v rotoru

Pulsní ztráty jsou pouze v rotoru, protože otevřené drážky má pouze stator. Hmotnost zubu rotoru m_{zr} :

$$m_{zr} = h_{zr} \cdot b_{zr} \cdot Q_2 \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} = 0,12 \text{ kg}. \quad (3.51)$$

Pro určení ztrát je nutné znát amplitudu pulsací ve středním průřezu zubu rotoru B_{pr} :

$$B_{pr} \cong \frac{\gamma_s \cdot \delta}{2 \cdot t_{dr}} B_{zr}, \quad (3.52)$$

kde koeficient γ_s je spočtený v (3.21) a B_{zr} je střední indukce v zubu rotoru vypočtená v (3.11). Výpočet pulsních ztrát pak je:

$$P_{pr} = 0,11 \cdot m_{zr} \cdot \left(B_{pr} \cdot \frac{Q_1 \cdot n}{1000} \right)^2 = 0,55 \text{ W}. \quad (3.53)$$

3.6.4 Mechanické a ventilační ztráty

Na rotoru je osazen vnitřní radiální ventilátor. Pro motory do $2p = 2$ do průměru 0,25 m jsou ztráty mechanické a ventilační P_{mecho} jsou přibližně dány vztahem:

$$P_{mecho} = K_T \cdot \left(\frac{n}{1000}\right)^2 \cdot (10 \cdot D_e)^3 = 5 \cdot \left(\frac{2650}{1000}\right)^2 \cdot (10 \cdot 0,07)^3 = 12,04 \text{ W}, \quad (3.53)$$

kde koeficient K_T je roven 5 pro $2p=2$ a D_e je průměr ventilátoru, který se přibližně předpokládá stejný jako průměr statorových plechů.

3.6.5 Joulové ztráty

Ztráty ve vinutí statoru P_{js} :

$$P_{js} = m_1 \cdot R_s \cdot I_1^2 = 3 \cdot 61,8 \cdot 0,52^2 = 52,6 \text{ W}, \quad (3.54)$$

a ztráty ve vinutí rotoru P_{jr} :

$$P_{jr} = m_1 \cdot R_r' \cdot I_2'^2 = 3 \cdot 55,5 \cdot 0,4^2 = 28,8 \text{ W}, \quad (3.54)$$

kde proudy I_1 a I_2' jsou vypočítány v kapitole 3.8.

3.6.6 Dodatečné ztráty

Dodatečné ztráty P_d vniklé zatížením jsou úměrné přibližně kvadrátu proudu a počítají z 0,5 % z předpokládaného výkonu:

$$P_d = 0,005 \cdot P_2 \cdot \left(\frac{I_1}{I_m}\right)^2 = 0,005 \cdot 180 \cdot \left(\frac{0,52}{0,52}\right)^2 = 0,9 \text{ W}. \quad (3.55)$$

3.7 Výpočet příčné větve náhradního schéma

Pro výpočet příčné části schéma je paralelní kombinace nejprve nahrazena sériovou kombinací. Výpočet sériového odporu R_{12} představující ztráty v železe:

$$R_{12} = \frac{P_{Feh} + P_{\delta s} + P_{\delta r} + P_{pr}}{m_1 + I_m^2} = \frac{9,29 + 0,24 + 0,14 + 0,55}{3 + 0,33^2} = 31,27 \Omega, \quad (3.56)$$

sériová reaktance X_{12} , která odpovídá magnetizační reaktanci X_m :

$$X_m \cong X_{12} = \frac{U_{1f}}{I_m} - X_{\sigma s} = \frac{230}{0,33} - 15,03 \doteq 683 \Omega. \quad (3.57)$$

Přepočet sériového odporu R_{12} na paralelní odpor R_{Fe} :

$$R_{Fe} = \frac{\frac{X_m^2}{R_{12}} + \sqrt{\left(\frac{X_m}{R_{12}}\right)^2 - 4 \cdot X_m^2}}{2} = \frac{\frac{683}{31,27} + \sqrt{\left(\frac{683}{31,27}\right)^2 - 4 \cdot 683^2}}{2} = 14,88 \text{ k}\Omega. \quad (3.58)$$

3.8 Výpočet zatěžovacích charakteristik

Výpočet charakteristik motoru je nutné přepočítat pro každou hodnotu skluzu. Vychází z impedancí náhradního schématu, kde na skluzu závisí pouze rotorový odpor. Ostatní prvky jsou zjednodušeně považované za konstantní. Vzhledem k výpočtům toto zjednodušení by nemělo mít vliv v okolí pracovního bodu. Příklad výpočtu pro jmenovitý skluz:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{3000 - 2650}{3000} = 0,1166. \quad (3.59)$$

3.8.1 Výpočet proudu

Impedance vinutí statoru Z_s :

$$Z_s = R_s + jX_{\sigma s} = (61,8 + j15,0) \Omega. \quad (3.60)$$

Impedance vinutí rotoru přepočtená na stator Z'_r :

$$Z'_r = R'_r + jX'_{\sigma r} = (57,5 + j30,1) \Omega. \quad (3.61)$$

Impedance vinutí příčné větve Z_p :

$$Z_p = R_{12} + jX_{12} = (31,3 + j683) \Omega. \quad (3.62)$$

Impedance celého obvodu Z_c :

$$Z_c = Z_s + \frac{Z_p \cdot Z'_r}{Z_p + Z'_r} = (61,8 + j15,0) + \frac{(31,3 + j683) \cdot (57,5 + j30,1)}{(31,3 + j683) + (57,5 + j30,1)} = (366 + j246) \Omega. \quad (3.62)$$

Celkový odebíraný proud primárním vinutím I_1 :

$$I_1 = \frac{U_{1f}}{Z_c} = \frac{230}{(366 + j246)} = (0,43 + j0,29) \text{ A}. \quad (3.63)$$

3.8.2 Výpočet momentu

Rotorový proud I'_2 přepočtený na stator:

$$I'_2 = \frac{U_{1f} - I_1 \cdot Z_s}{Z'_r} = \frac{230 - (0,43 + j0,29) \cdot (61,8 + j15,0)}{(57,5 + j30,1)} = (0,41 - j0,0025) \Omega. \quad (3.64)$$

Elektrický výkon na hřídeli P_{20} :

$$P_{20} = 3 \cdot (1 - s) \cdot \frac{R'_r}{s} |I'_2| = 3(1 - 0,1166) \cdot \frac{55,5}{0,1166} \cdot |0,41 - j0,0025| = 212,4 \text{ W}. \quad (3.65)$$

Mechanický výkon na hřídeli při jmenovitých otáčkách:

$$P_2 = P_{20} - P_{mech0} = 212,4 - 12,04 \doteq 200,4 \text{ W}. \quad (3.66)$$

Moment M na hřídeli při jmenovitých otáčkách:

$$M = \frac{P_2}{\omega \cdot (1-s)} = \frac{200,4}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot (1-0,1166)} = 0,72 \text{ N} \cdot \text{m}. \quad (3.67)$$

3.8.3 Výpočet účinnosti

Příkon P_0 získáme jako součet všech dílcích ztrát (kap. 3.8) a mechanického výkonu na hřídeli:

$$P_0 = P_2 + P_{mech0} + P_{Feh} + P_{js} + P_{jr} + P_{\delta s} + P_{\delta r} + P_{pr} + P_d = 200,4 + 12,04 + 52,6 + 28,8 + 9,29 + 0,24 + 0,098 + 0,55 + 0,9 = 304,9 \text{ W}. \quad (3.68)$$

Výpočet účinnosti η ve jmenovitém bodě:

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{200,4}{304,9} = 0,657. \quad (3.69)$$

Výpočet účinníku $\cos \varphi$:

$$\cos \varphi = \frac{\text{Re}\{I_1\}}{|I_1|} = \frac{0,432}{0,522} = 0,83, \quad (3.70)$$

kde $\text{Re}\{I_1\}$ je reálná – činná složka a $|I_1|$ je absolutní hodnota celkového odebíraného proudu z (3.63).

4 MODEL V PROGRAMU ANSYS MAXWELL

Tato kapitola se zabývá srovnáním ztrát z analytického výpočtu a pomocí modelu v programu Ansys RMxprt. Je zde popsáno nastavení programu a rozbor ztrát.

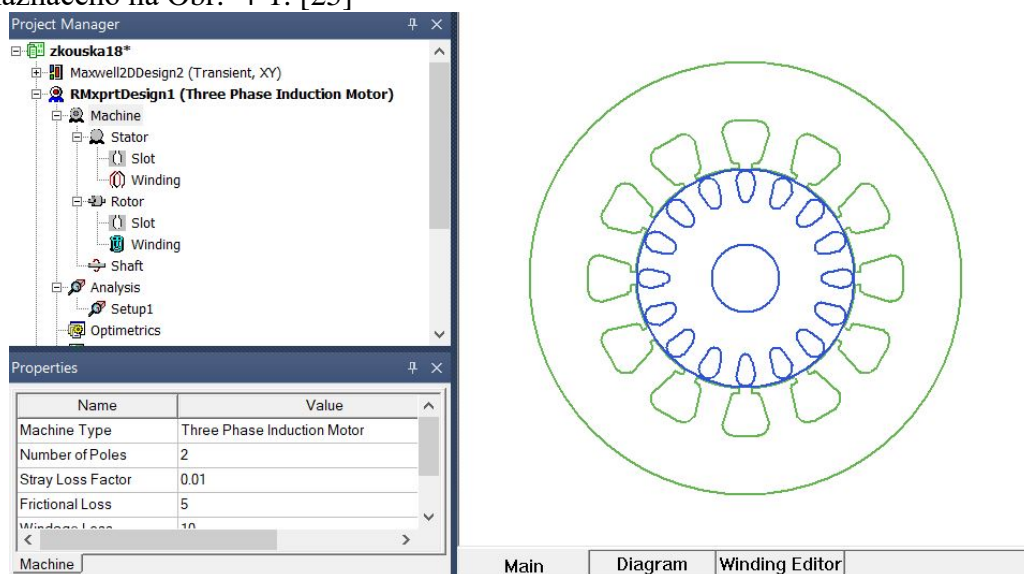
4.1 Model v RMxprt

Pro rychlý návrh i výpočet lze použít program Ansys Maxwell, který má implementován analytický software RMxprt (RotationMachineExpert), který se zabývá točivými stroji. Při výpočtech tento program funguje na základě analytického výpočtu z náhradního schématu, proto pracuje velmi rychle a umožňuje i optimalizaci. Obsahuje mnoho šablon pro různé stroje jako jsou stejnosměrné, synchronní nebo asynchronní či reluktanční motory. Při návrhu pak prostředí vhodně navádí uživatele k zadávání všech parametrů. Tento program se s výhodou používá pro generování modelu 2D nebo 3D pro analýzu pomocí metody konečných prvků. [25]

Prvním krokem v programu je volba stroje – *Three Phase Induction Motor*. Dále počet pólů, jmenovité otáčky, ventilační ztráty, ztráty třecí a dodatečné ztráty jako procentuální část výkonu. Tyto ztráty program nepočítá, a tak se zadávají jako hrubý odhad. Poté v záložce *Stator* se nadefinují rozměry statoru včetně osové délky podle výkresové dokumentace a předpokládaného činitele plnění plechů. Do knihovny materiálů si nadefinujeme vlastní plechy (M700-50A dle obr. 5-4 a 5-5) pomocí B-H křivky $[T, A \cdot m^{-1}]$ a měrných ztrát v závislosti na indukci $[W \cdot kg^{-1}, T]$. Statorové vinutí program automaticky počítá měděné bez možnosti změny. [25]

Dále v záložce *Rotor* se nadefinují rotorové rozměry podle výkresové dokumentace. Typ drážek lze přizpůsobit nadefinováním vlastního tvaru nebo použít přednastavený. Program umožňuje zadávat natočení drážek a výběr typu klece. Rotorovému vinutí pak lze přiřadit různý materiál pro drážky a zkratovací kruhy. Vodivost hřídele pak program uvažuje stejnou jako v mag. obvodu nebo žádnou. [25]

V záložce *Analysis* provede výpočet pro zadané hodnoty. Nastavuje se typ zátěže, uvažovaná teplota celého stroje a jmenovité parametry – výkon, napětí a otáčky. Prostředí je naznačeno na Obr. 4-1. [25]



Obr. 4-1 Prostředí RMxprt [25]

4.2 Srovnání výsledků výpočtu a RMxpřt

V následující tabulce Tab. 4-1 jsou zobrazeny výsledky analytického výpočtu dle [1] a pomocí programu Ansys RMxpřt. Indukce v jednotlivých částech stroje, prvky náhradního schématu a magnetizační proud a celkový proud. Jak bylo zmíněno v kapitole 2 a 3, rotorový odpor má velký vliv. Kvůli přiblížení se štítkovým hodnotám byla vodivost hliníku nastavena $18,3 \text{ MSm}^{-1}$, což respektuje chyby ve struktuře hliníku při tlakovém lití a uvažované teplotě 80°C . Jak je vidět, oba druhy výpočtů se docela shodují. Zejména odebírané proudy a sycení jednotlivých částí, které jsou důležité pro ruční návrh a dimenzování. Většinou se ruční výpočet liší do 10 %.

Tab. 4-1 Porovnání výsledků

<i>Veličina</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Vlastní výpočet</i>	<i>RMxpřt</i>	<i>Poznámka</i>
U_s	[V]	400	400	
I_m	[A]	0,33	0,34	magnetizační proud
I_l	[A]	0,52	0,54	celkový fázový proud
B_δ	[T]	0,77	0,73	indukce v mezeře
B_{js}	[T]	1,17	1,04	indukce ve jhu satoru
B_{jr}	[T]	1,44	1,22	indukce ve jhu rotoru
B_{zs}	[T]	1,58	1,53	indukce v zubu satoru
B_{zr}	[T]	1,8	1,87	indukce v zubu rotoru
R_s	[Ω]	61,8	66,7	pro teplotu 80°C
R'_r	[Ω]	55,5	60,2	pro teplotu 80°C
$X_{\sigma s}$	[Ω]	15,0	21,0	rozptylová reaktance satoru
$X'_{\sigma r}$	[Ω]	30,1	29,2	rozptylová reaktance rotoru
R_{Fe}	[Ω]	14884	13101	odporu zastupující ztráty v Fe
X_m	[Ω]	683	551	magnetizační reaktance

V následující tabulce Tab. 4-2 je srovnání ztrát a rozdělení ztrát z jednotlivých zdrojů vlastního výpočtu a pomocí simulace. Simulace ověřuje, že Joulové ztráty v takto malých motorech, tvoří přes 75 % ztrát, do 10 % ztrát tvoří ztráty v železe. Mechanické ztráty zastupující třecí a ventilační ztráty tvoří zhruba 14 %, jedná se ovšem o velmi hrubý odhad bez jakéhokoliv měření. Dodatečné ztráty pak jsou nastaveny jako 1 % z výkonu. (pozn. mechanické ztráty P_{mech} jsou uvažovány stejné navzdory ručnímu výpočtu). Celkové ztráty ručního výpočtu jsou menší. Ve zkoumaném bodě, tj. 2650 ot/min dosahuje ruční výpočet většího výkonu o 16,8 W. Celková účinnost ručního výpočtu je tedy vyšší 64,9 %, tj. o 3,2 %.

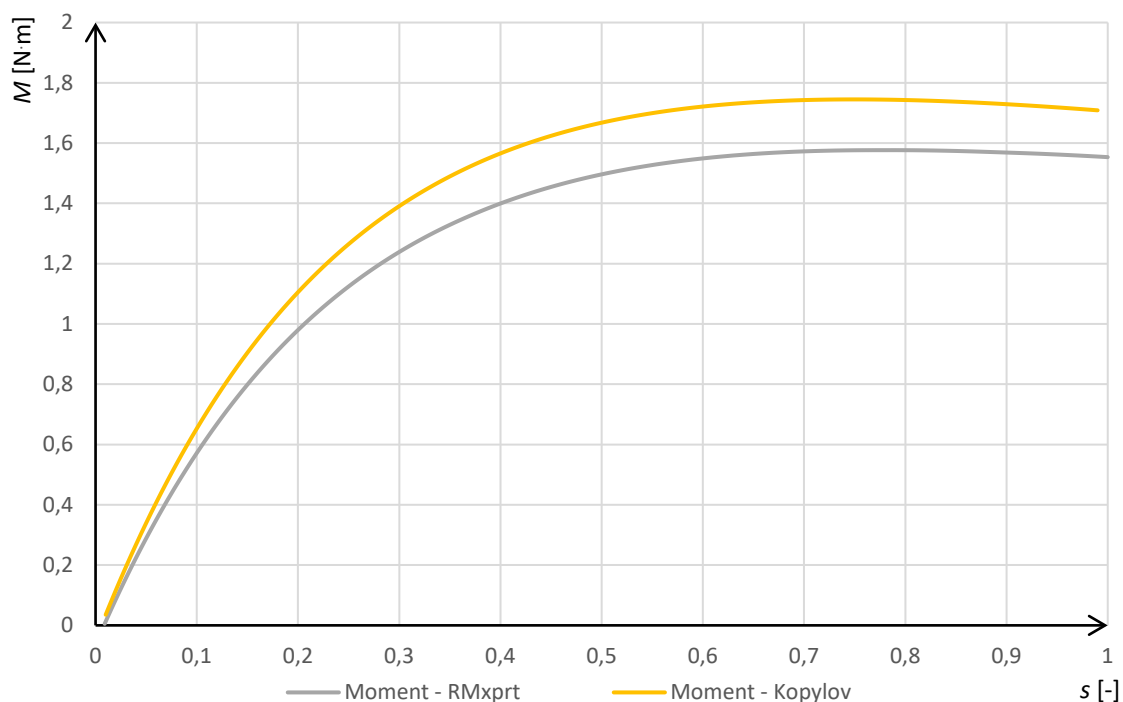
Tab. 4-2 Porovnání výsledků ztrát

<i>Veličina</i>	<i>Jednotka</i>	<i>Vlastní</i>	<i>RMxpřt</i>	<i>Poznámka</i>
n	[%]	2650	2650	
P_{js}	[W]	52,6	60,8	Joulové ztráty ve statoru
P_{jr}	[W]	28,8	25,7	Joulové ztráty v rotoru
P_{Fe}	[W]	9,3	8,7	
P_{mech}	[W]	15	15	vent. a třecí uvažovány stejné
P_d	[W]	0,77	-	přídavné ztráty při zatížení
P_d	[W]	-	1,8	dodatečné ztráty jako % výkonu
$P_{\delta s}$	[W]	0,25	-	povrchové ztráty v zubech statoru
$P_{\delta r}$	[W]	0,1	-	povrchové ztráty v zubech rotoru
P_{pr}	[W]	0,55	-	pulsní ztráty v rotoru
$\Sigma \Delta P$	[W]	106,6	112,0	celkové ztráty
P_2	[W]	197,4	180,6	výkon
η	[%]	64,9	61,7	celková účinnost ve stejných n

4.3 Srovnání charakteristik z výpočtu a RMxpřt

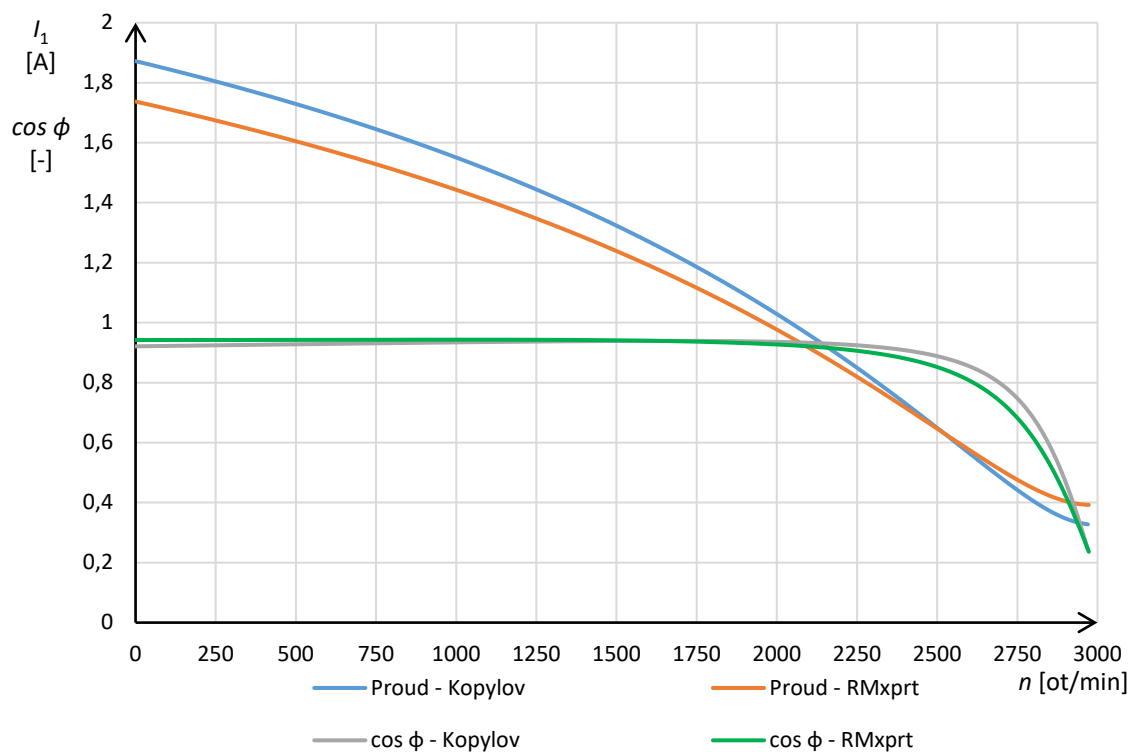
Na obrázku 4-2 je zobrazena momentová charakteristika analyzovaného motoru podle vlastního výpočtu a porovnání se simulací pomocí programu RMxpřt. Ve jmenovitém bodě, tj. 2650 ot/min se výkon liší o 20 W, respektive moment o 0,08 N·m, tedy zhruba o 12 %. Vlastní výpočty jsou zatíženy chybou způsobenou odečítáním z velkého množství grafů, které mnohdy ani nebyly určeny pro výpočet motorů pod 0,5 kW.

Rozběhové charakteristiky se liší více, o 0,2 N·m. Prvky náhradního schéma vycházely ze jmenovité hodnoty, a tak nebyly uvažovány změny rotorového rozptylu a odporu vlivem rostoucí rotorové frekvence, kdy se začne v rotorových tyčích uplatňovat povrchový jev.



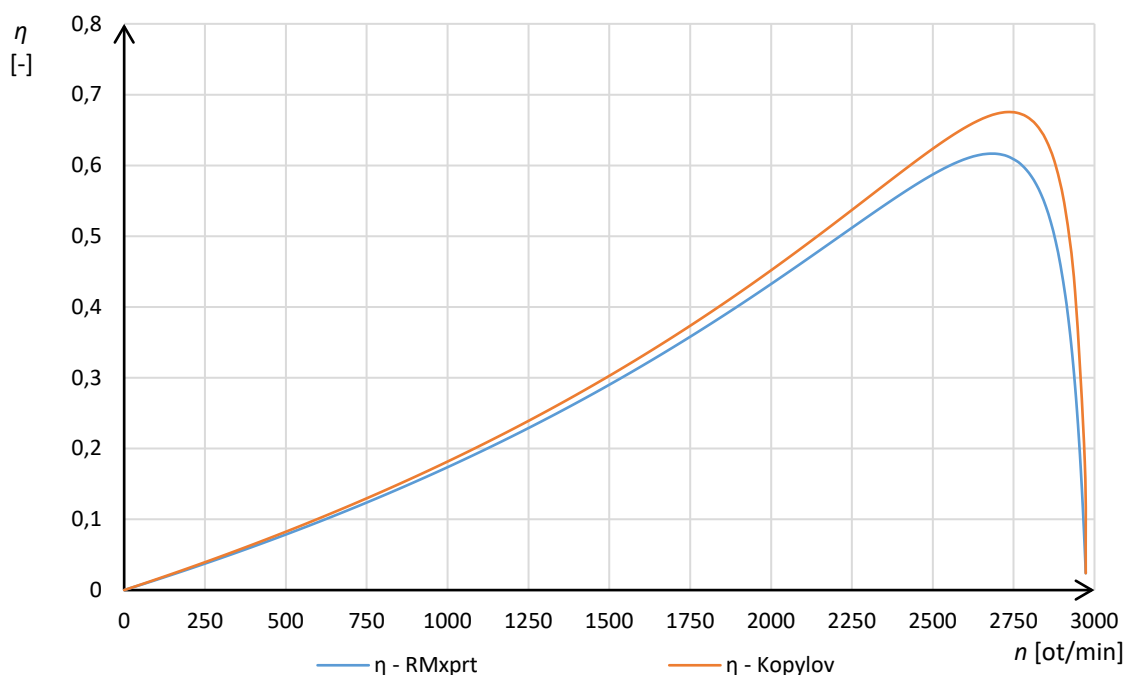
Obr. 4-2 Závislost momentu na skluzu

Na obrázku 4-3 je zobrazen vypočítaný odebíraný proud a účinník v závislosti na otáčkách ve srovnání se simulací pomocí RMxpřt. Ve jmenovitém bodě je odebíraný proud 542 mA a je téměř shodný s vlastním výpočtem.



Obr. 4-3 Závislost účinníku a proudu na otáčkách

Na obrázku 4-4 je závislost účinnosti na otáčkách. Vypočítaná účinnost dosahuje 64,9 %, tedy o 3,2 % vyšší než v simulaci, což je způsobeno zejména vyšším výkonem ve jmenovitých otáčkách a nižším statorovým odporem, který se těžko přesně určuje. Dále program RMxpert nepočítá ztráty v železe rotoru, které uvažuje jako dodatečné, stejně jako vlastní výpočet. Jsou provedeny různá zjednodušení a to zejména u průřezu statorových plechů, odhadování vodivosti hřídele a klece rotoru. Jak je v tabulce 4-2 vidět, dodatečné ztráty v železe jako jsou povrchové a pulsní tvoří téměř zanedbatelnou část.



Obr. 4-4 Závislost účinnosti na otáčkách

5 MOŽNÁ ŘEŠENÍ ZVÝŠOVÁNÍ ÚČINNOSTI

V této kapitole jsou navržena možná řešení pro zvýšení efektivity motoru a popis principu optimalizace pomocí genetického algoritmu.

Jak ukázala základní analýza motoru, stroj je navržen s relativně vysokým sycením v předpokládaných částech, tedy v zubech rotoru. Proto by mohla vést cesta skrze úpravu tvaru drážky jak rotorové, tak i statorové. Nalezení optimálního tvaru se nachází ve velké množině možných řešení, a proto byl k nalezení optimálního bodu využit genetický algoritmus (GA). Návodů a různých přístupů ke naprogramování algoritmu byly čerpány zejména z knihy – Practical Genetic Algorithms – R. L. Haupt, S. E. Haupt [18].

K samotné optimalizaci se použil nástroj *RMxpirt*, který počítá velmi rychle (jeden výpočet v řádu sekund) a tak dokáže propočítat velké množství kombinací v řádech hodin. Samotný program GA pak byl napsán v programu *Matlab*, jak je naznačeno na obrázku 5-1. Cílem optimalizace je dosažení nejvyšší účinnosti tak, aby při jmenovitých otáčkách nedošlo ke snížení momentu $M = 0,649$ a nebyl překročen maximální přípustný činitel plnění statorové drážky. Ten byl po dohodě stanoven maximálně 70 %. Nejdříve jsou nastaveny počáteční podmínky, počet generací, velikost populace, základní rozměry apod. a poté je náhodně vytvořena populace (množina možných rozměrů stroje). Geny této populace jsou na počátku omezeny zdola i shora. Každý jedinec je importován do *RMxpirtu*, kde proběhne výpočet a *RMxpirt* exportuje zpět žádané parametry. Celá populace je následně ohodnocena a seřazena dle dosažené účinnosti a v případě nesplnění podmínek minimálního momentu a maximálního plnění penalizována. [9,18]

Nyní může GA vytvořit ze staré populace (rodičů) novou generaci populace (potomky). GA obsahuje tři základní části: *výběr*, *křížení* a *mutaci*. Každý jedinec má na základě hodnocení *fitness funkcí* stanovenou pravděpodobnost (přežití) *výběru*. V tomto případě se použil ruletový výběr (jedinci jsou podle pravděpodobnosti výběru rozděleni do konečného počtu intervalů). Nyní nastává proces *křížení*. Staří jedinci (rodiče) se silnou pravděpodobností si částečně vymění své geny, tedy rozměry stroje, a vniknou noví jedinci (potomci). Nyní následuje *mutace*, tj. náhodná změna genu náhodného jedince (gen je omezen shora i zdola). Tím vznikla nová populace – sada jedinců (potomků) a proces se opakuje po předem zvolený počet generací [5,9,18].

Program Maxwell obsahuje také nástroj *Record to file*, jenž zaznamenává příkazy uživatele do skriptu. (Proces je reciproční, takže načtením příslušného skriptu umí i vše nastavit.) Vzniklý skript je v jazyce Visual Basic. Níže je příklad skriptu z Matlabu pro ovládání Maxwellu. Matlab nejdříve vytvoří „fiktivní server“, ze kterého pak volá příkazy, konkrétně spustí Maxwell, otevře projekt, změní parametr drážky, provede výpočet a vybrané výsledky uloží do externího souboru *.csv [5,18,25,26]

```
iMaxwell=actxserver('AnsoftMaxwell.MaxwellScript');
Desktop=iMaxwell.GetAppDesktop();
Desktop.OpenProject
('D:/navez_slozky/navez_projektu.aedt');

Project = Desktop.SetActiveProject('navez_projektu');
Design = Project.SetActiveDesign('RMxpirtDesign1');
```

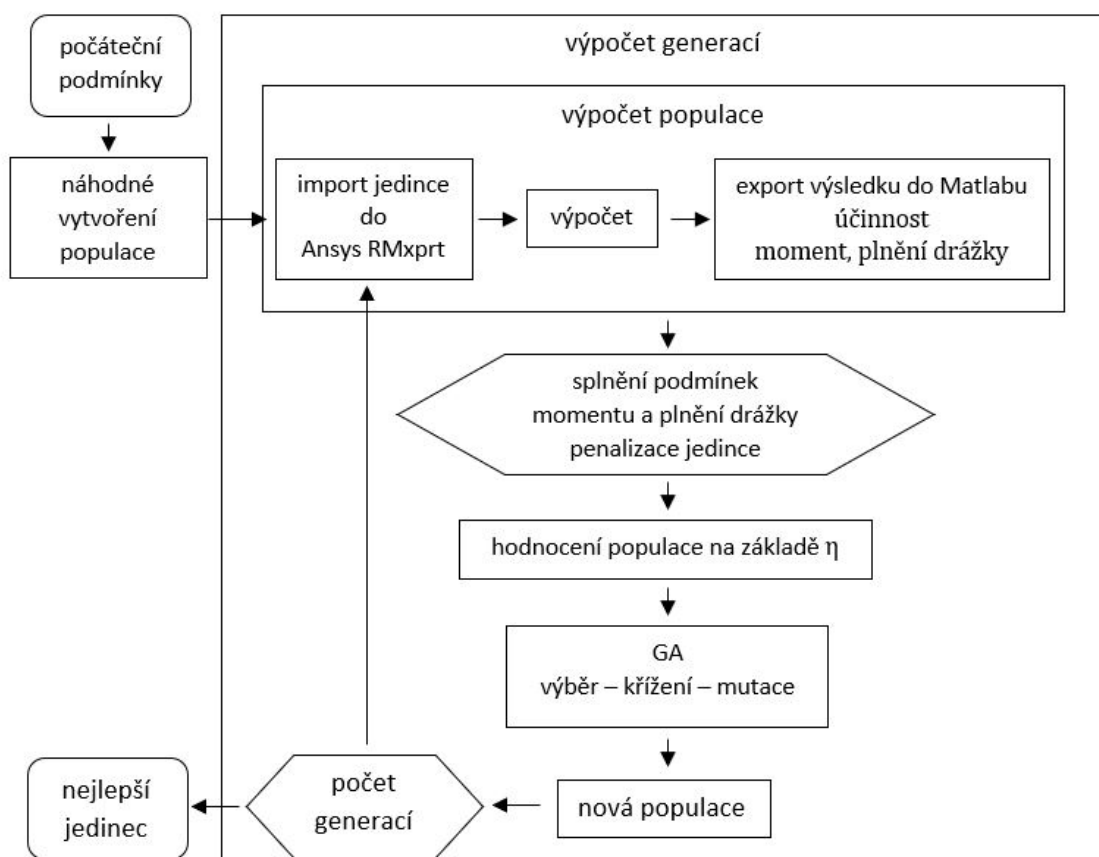
```

invoke(Design, 'ChangeProperty', { 'NAME:AllTabs', ...
{ 'NAME:LocalVariableTab', { 'NAME:PropServers', ...
'LocalVariables' }, { 'NAME:ChangedProps', ...
{ 'NAME:parametr_motoru', ...
'Value:=' , [num2str(moje_hodnota), 'mm' ]}}}});

Project.Save();
Design.Analyze('moje_nastaveni_analyzi');

Module = Design.GetModule('ReportSetup');
Module.ExportToFile('tabulka_vysledky', ...
'D:/nazev_slozky/nazev_vysledku.csv');

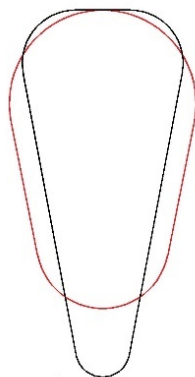
```



Obr. 5-1 Schéma optimalizace genetickým algoritmem [9,18]

5.1 Vzorek č.1 - Optimalizovaná rotorová drážka

Tento motor má proti původnímu motoru optimalizovaný tvar rotorové drážky pomocí (GA) a ostatní parametry stejné jako je počet statorových závitů či tvar kruhů.



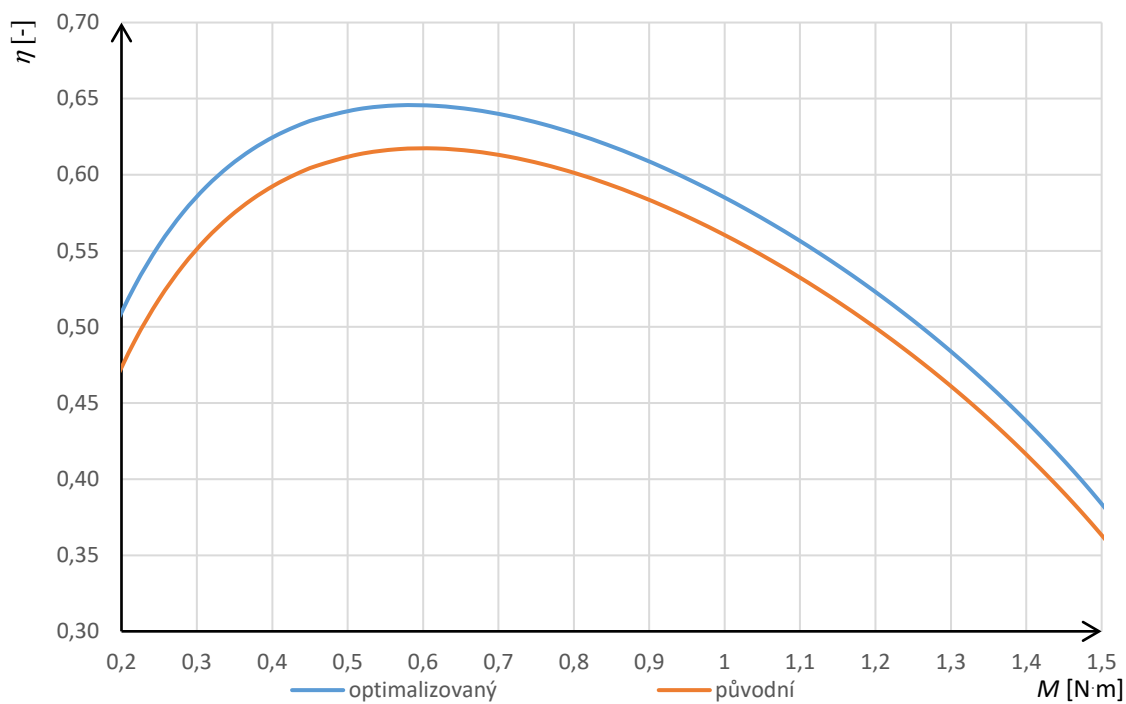
Obr. 5-2 Rotorová drážka původní (červeně) a optimalizovaná (černě)

Na obrázku 5-2 je návrh optimalizovaného tvaru rotorové drážky (černě). Nová drážka má o 7,1 % větší plochu. Důležité je, že je celkově užší, což umožňuje širší zuby, díky tomu klesá sycení a je o něco delší. Pak klesá indukce v zubu o 11,3 % (z 1,86 T na 1,65 T). To má za následek snížení magnetizačního proudu o 19,3 % a celkového statorového proudu o 6,3 %. To se významně projeví na Joulových statorových ztrátách, které klesly o 21,2 % (12,9 W). Ostatní ztráty zůstaly téměř stejné. Tato úprava samozřejmě vyžaduje nový nástroj na stříhání, který se musí po určitém počtu sérii stejně měnit. Ostatní parametry náhradního schématu zůstaly téměř stejné. Tudíž zůstanou velmi podobné rozběhové charakteristiky.

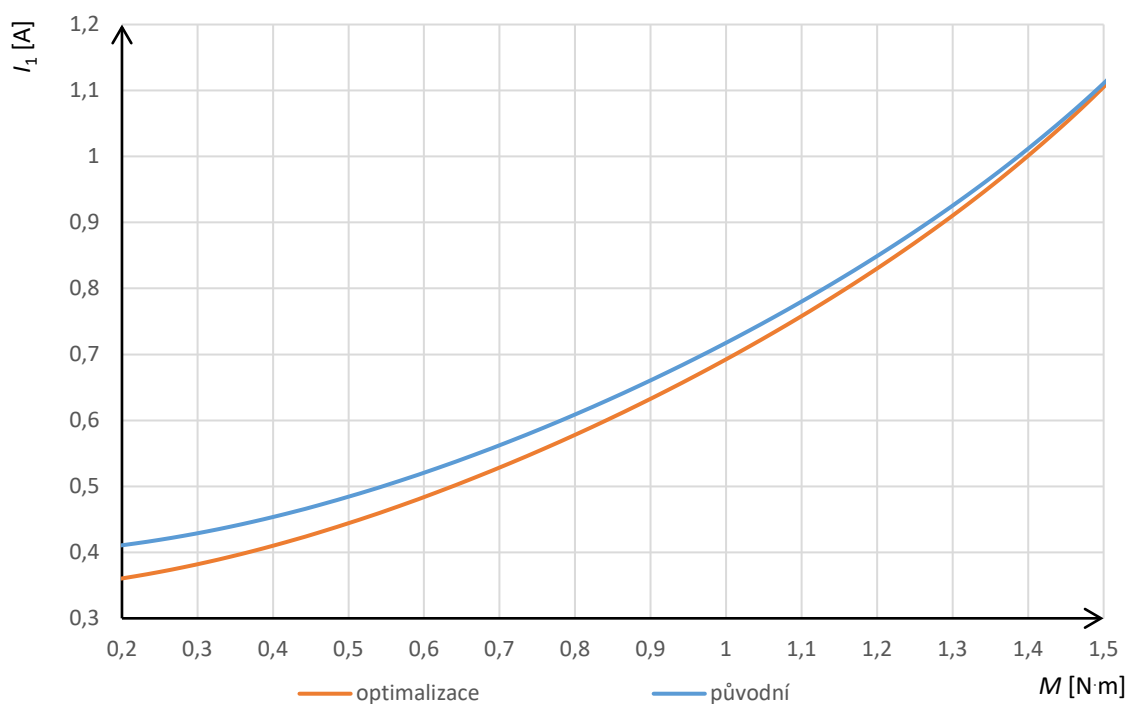
Na obrázku 5-3 je jsou výsledky simulace optimalizované drážky a původní v závislosti na zatížení. Účinnost je v celém spektru kolem pracovního bodu vyšší. Ve jmenovitém bodě pak o 2,8 %. Na dalším obrázku 5-4 je závislost odebíraného proudu na zatížení. Ten je menší ve jmenovitém bodě o 6,3 %. Díky vhodnému tvaru drážky je rozběhový proud téměř stejný jako u povodní.

Tab. 5-1 Srovnání ztrát ve jmenovitém bodě vzorku č.1 a referenčního motoru

	M [N·m]	I_l [A]	I_m [A]	$\cos \phi$ [-]	η [%]	P_{Fe} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]	P_d [W]
ref.	0,648	0,541	0,351	0,77	61,6	8,7	60,8	25,7	15	1,8
č.1	0,648	0,505	0,305	0,79	64,5	9,1	47,9	25,6	15	1,8



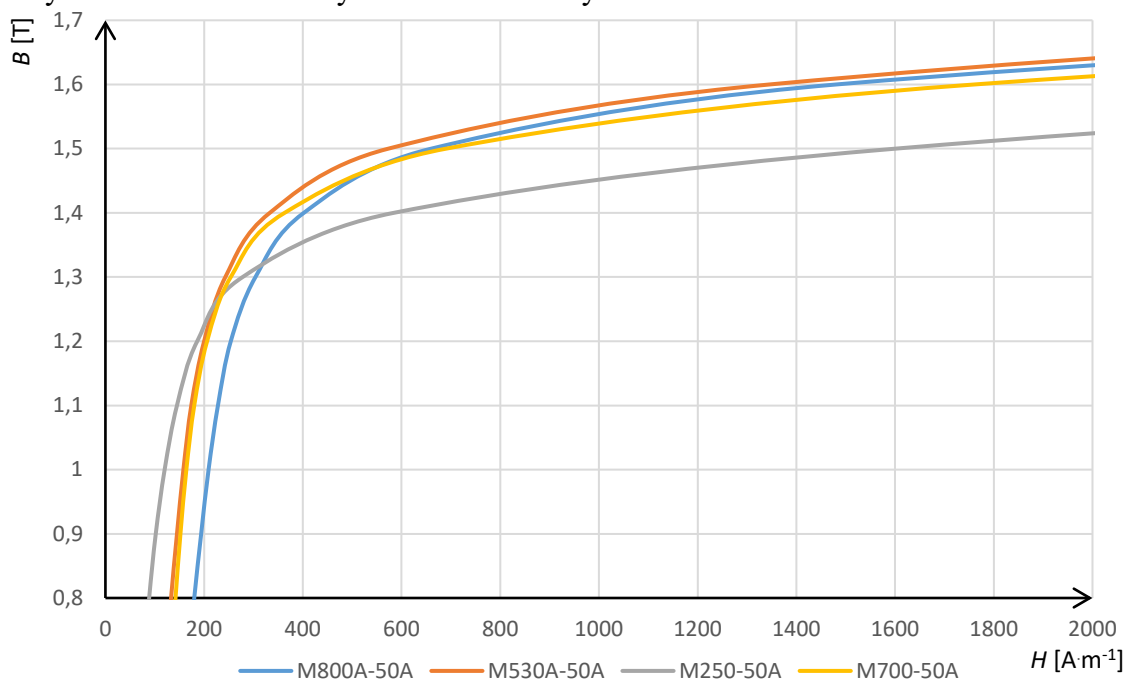
Obr. 5-3 Závislost účinnosti na zatížení



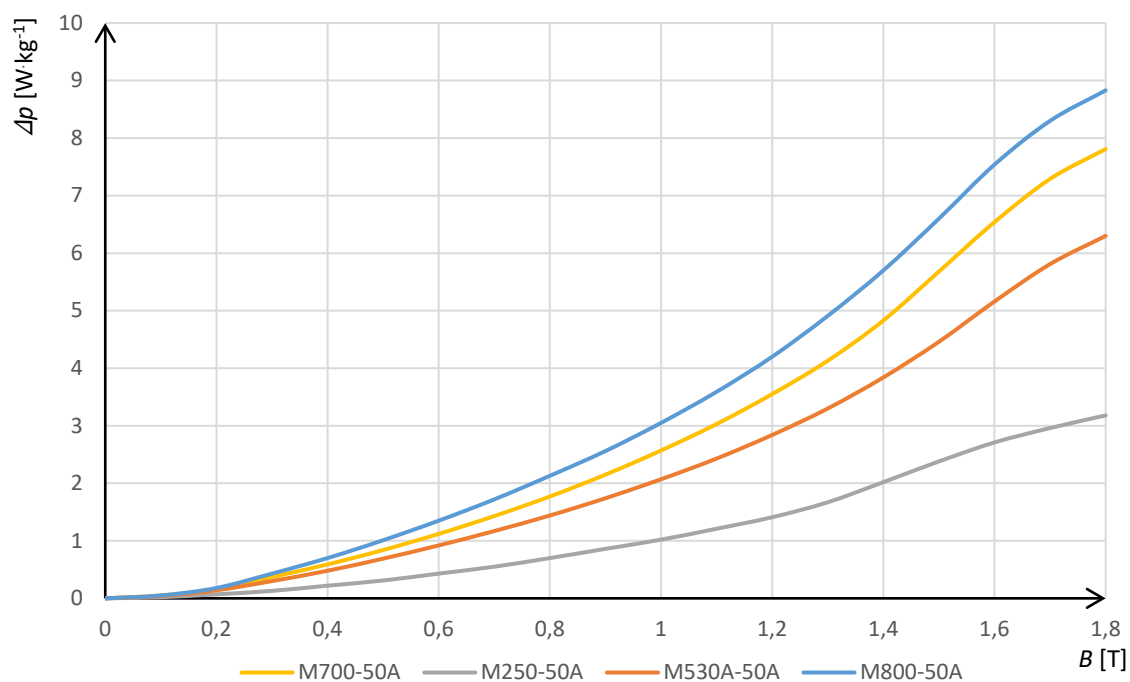
Obr. 5-4 Závislost odebíraného proudu na zatížení

5.2 Vzorek č. 2 - Magnetický obvod z různých plechů

Tento motor má oproti původnímu magnetický obvod zhotoven z různých typů plechů. Ostatní vlastnosti stroje jsou stejné. Vždy má stator i rotor stejný typ plechů z výrobních důvodů. Na obrázku 5-5 jsou BH křivky různých materiálů zobrazené v okolí kolena. Při porovnání závislostí není příliš velký mezi plechy M800-50A až M530-50A. Plechy M250-50A mají viditelně níže položené koleno. Na obrázku 5-6 jsou měrné ztráty daných materiálů. Při velkých indukcích ztráty strmě rostou.



Obr. 5-5 BH křivka různých plechů [11]



Obr. 5-6 Závislost měrných ztrát na indukci [11]

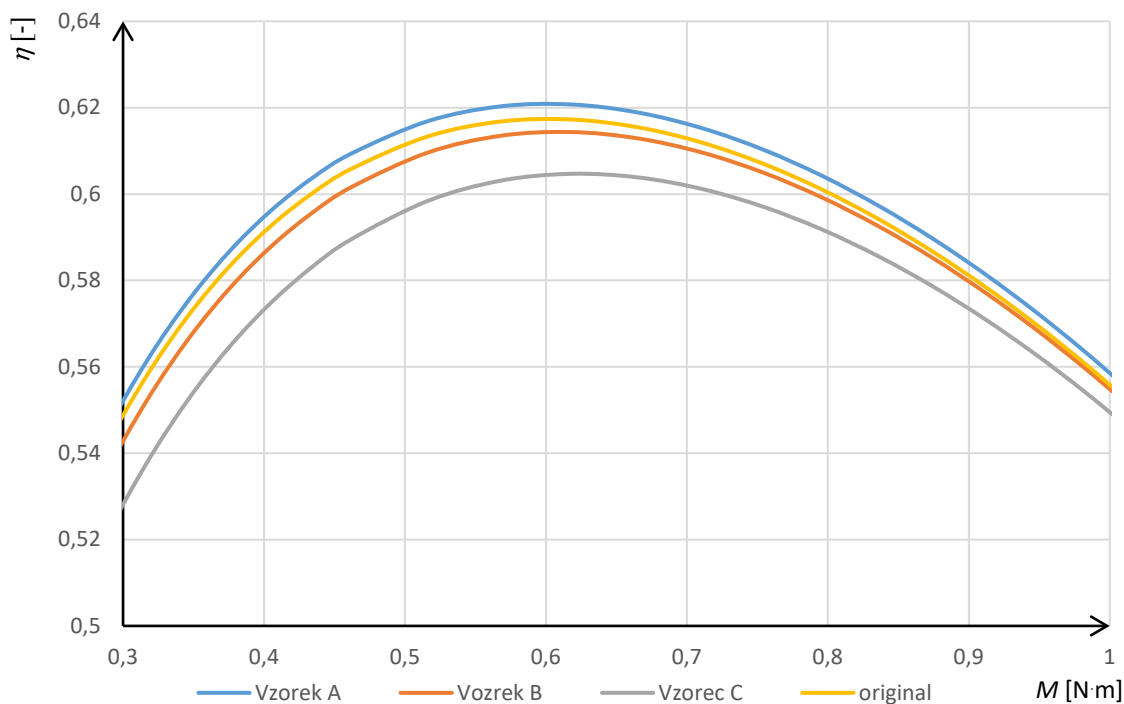
V následující simulaci byly různé plechy označeny jako:

- Vzorek č. 2A – M250A-50A,
- Vzorek č. 2B – M530A-50A,
- Vzorec č. 2C – M800A-50A,
- původní, opt. drážka rot. – M700A-50A.

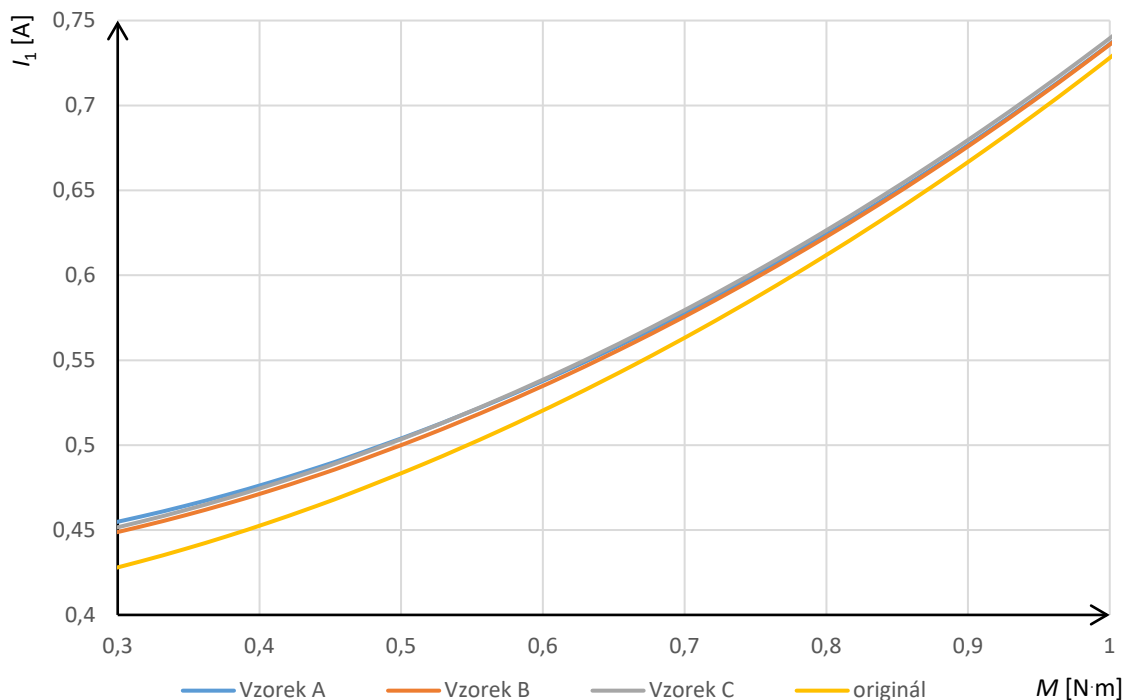
Na obrázku 5-7 je celková účinnost pro vybrané druhy plechů. Jak je vidět, nejlepší účinnost se dosáhlo u vzorku č. 2A s nejmenšími měrnými ztrátami – M250-50A. Protože klesly ztráty v železe o 60 %. Naproti tomu odebírá nejvíce magnetizačního proudu o 9,2 %, čím vzrostly o 5,9 % i Joulové ztráty ve statoru. Je to dáno díky níže položenému kolenu BH křivky, a tak potřebě větší intenzity Am^{-1} , protože zuby stroje velmi přesycovány. Bez dalších úprav použití lepších plechů nemá význam. Nejhorší účinnost má vzorek č. 2C, kterému ztráty v železe ještě rostou. Nutno připomenout, že RMxprt nepočítá ztráty v rotoru, a tak se jedná pouze o ztráty v železe statoru. Na obrázku 5-8 je zobrazení odebíraného proudu na zatížení. Původní vzorek dokonce odebírá nejméně proudu, nejhorší je pak vzorek č. 2A.

Tab. 5-2 Srovnání ztrát ve jmenovitém bodě vzorků č.2 a referenčního motoru

	M [N·m]	I_l [A]	I_m [A]	$\cos \phi$ [-]	η [%]	P_{Fe} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]	P_d [W]
ref.	0,648	0,541	0,351	0,77	61,6	8,7	60,8	25,7	15	1,8
č.2A	0,648	0,556	0,383	0,74	62,0	3,5	64,4	25,7	15	1,8
č.2B	0,648	0,554	0,375	0,75	61,3	6,7	64,0	25,7	15	1,8
č.2C	0,649	0,560	0,375	0,76	60,4	10,0	65,1	26,0	15	1,8



Obr. 5-7 Závislost účinnosti na zatížení



Obr. 5-8 Závislost odebíraného proudu na zatížení

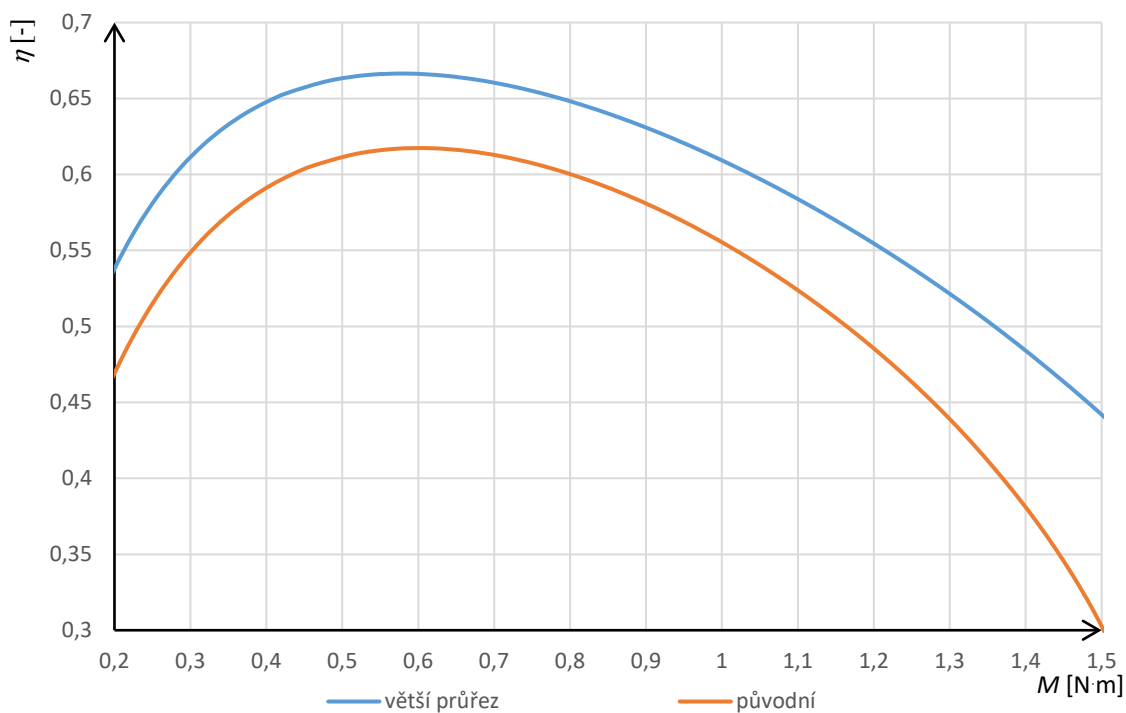
5.3 Vzorek č.3 - Vyšší průřez statorového vodiče a vyšší počet závitů

Tento vzorek má stator navinut z drátu (vybráno z řady) o 18,8 % většího průměru (41,3 % průřez) a 6,9 % většího počtu závitů. Plnění drážky se zvýšilo až na 71 %, kde izolace laku se uvažuje 7,5 μm . Zbytek parametrů stroje je stejný jako u referenčního. Ačkoli je nevýhodné dále zvyšovat počet závitů, je to nezbytné. Motivací je díky nižšímu statorovému odporu vyšší napětí na magnetizační reaktanci, které by způsobovalo ještě vyšší sycení až za hranu kolena.

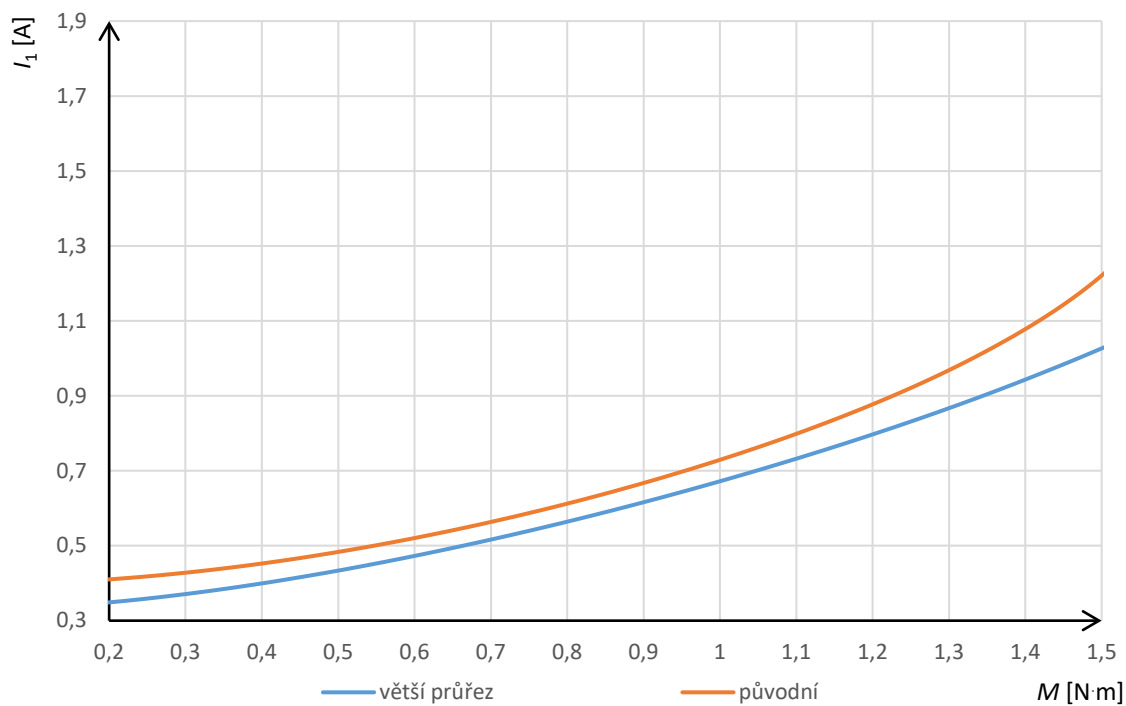
Tab. 5-3 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.3 a referenčního motoru

	n [min ⁻¹]	M [N·m]	I_1 [A]	I_m [A]	$\cos \phi$ [-]	η [%]	P_{Fe} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]
ref.	2650	0,648	0,541	0,351	0,77	61,6	8,7	60,8	25,7	15
č.3	2627	0,654	0,496	0,297	0,78	66,4	8,2	38,7	27,6	14,7

Ve jmenovitém bodě je potřeba větší skluz o 0,75 %. Statorový odpor klesl 25 % a statorové ztráty klesly o 36,3 %. Díky většímu počtu závitů kleslo sycení a magnetizační proud, který napomáhá statorovým ztrátám. Naopak vlivem většího skluzu narostly rotorové ztráty o 7,3 %. Ostatní parametry náhradního schéma zůstaly přibližně stejné. Celková účinnost je vidět na obrázku č. 5-9, která dosahuje 66,4 %, tedy o 5,2 % více než u referenčního. Na obrázku č. 5-10 je zobrazena závislost odebíraného proudu na zatížení. Ten je v celém rozsahu menší, a to právě díky většímu počtu závitů. Tím vzroste i účinník.



Obr. 5-9 Závislost účinnosti na zatížení



Obr. 5-10 Závislost odebíraného proudu na zatížení

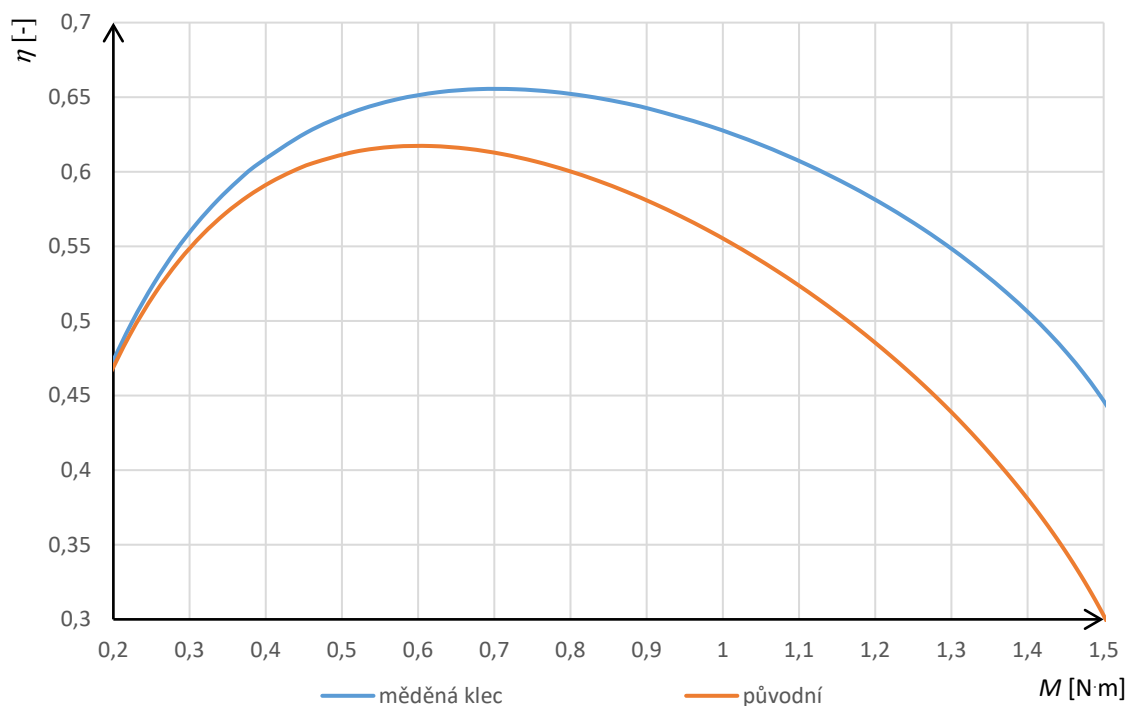
5.4 Vzorek č.4 - Měděná klec

Vzorek č.4 má výrazně menší rotorový odpor díky použití materiálu s lepší vodivostí, a to mědi. Odlévání mědi je stále nákladná a technologicky náročná záležitost. V simulaci je proto uvažována vodivost měděných tyčí 41 MS, tj. o 10 % menší než při odpovídající teplotě, což reprezentuje chyby vzniklé při odlévání. Kruhy jsou pak též z mědi. Ostatní vlastnosti stroje jsou nepozměněné.

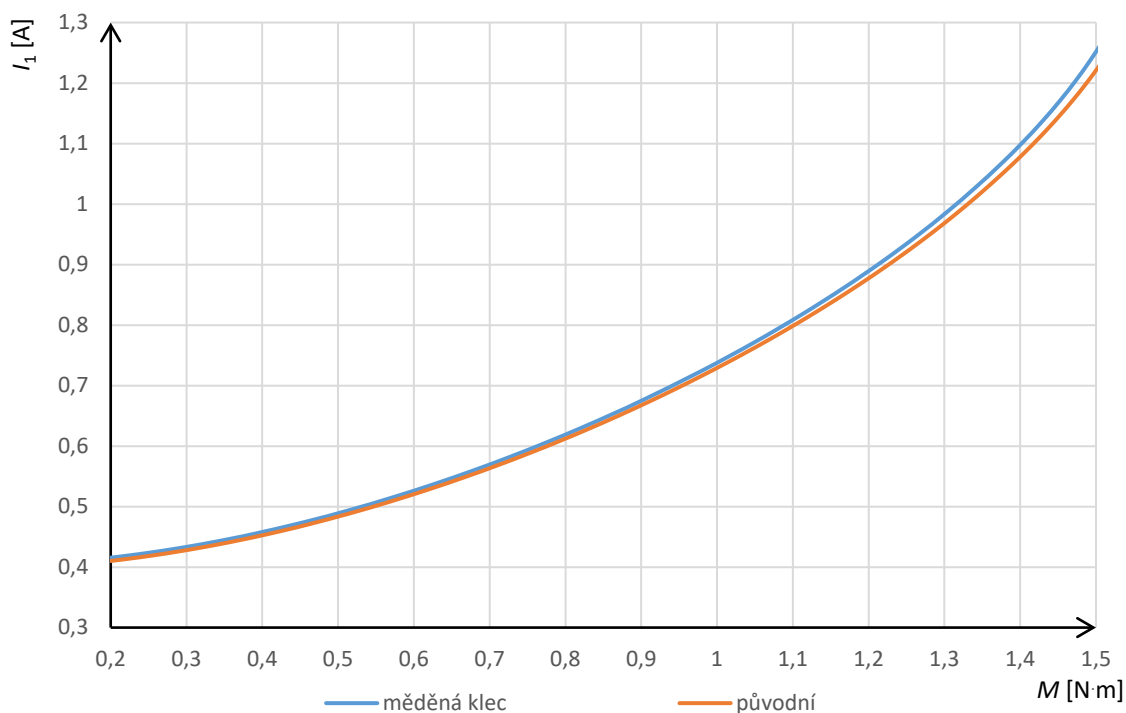
V tabulce č. 5-4 jsou zobrazeny dílčí ztráty srovnané vůči původnímu motoru. Jak je vidět, tak se významně zvýšil jmenovitý bod až na 2856 ot/min (6,5 %) a stejně klesl moment. Výsledný rotorový odpor klesl o 56,1 % a podobně i rotorové ztráty, protože byla zachována stejná geometrie plechů. I rotorový proud zůstal podobný. Nicméně celkový proud nepatrně klesl a tak klesly ztráty ve statoru o 5 %. Protože se zvýšily otáčky, narostly ventilační ztráty o 19 %. Výsledná účinnost se zvýšila o 3,6 %.

Tab. 5-4 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.4 a referenčního motoru

	n [min ⁻¹]	M [N·m]	I_1 [A]	I_m [A]	$\cos \phi$ [-]	η [%]	P_{Fe} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]
ref.	2650	0,648	0,541	0,351	0,77	61,6	8,7	60,8	25,7	15
č.4	2856	0,609	0,527	0,355	0,75	65,2	8,8	57,8	9,9	17,9



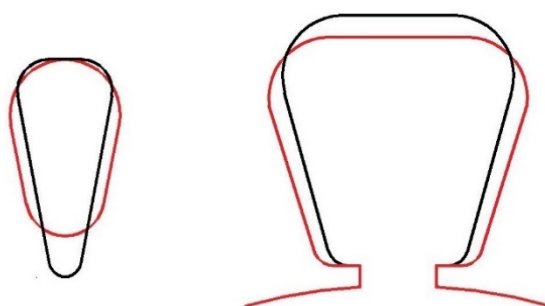
Obr. 5-11 Závislost účinnosti na zatížení



Obr. 5-12 Závislost odebíraného proudu na zatížení

5.5 Vzorek č.5 - Vyšší průřez stat. vodiče, optimalizovaná statorová i rotorová drážka

Vzorek č.5 kombinuje dílčí úpravy výše, obsahuje optimalizovanou rotorovou i statorovou drážku a stator je navinut z drátu o 26,4 % vyššího průměru (59,8 % průřez). Na obrázku 5-13 jsou naznačeny optimalizované tvary drážek (červenou barvou původní, černou optimalizovaný tvar). K tomu se uzpůsobil počet závitů o 2,5 % vyšší. Ostatní rozměry zůstaly nepozměněné.

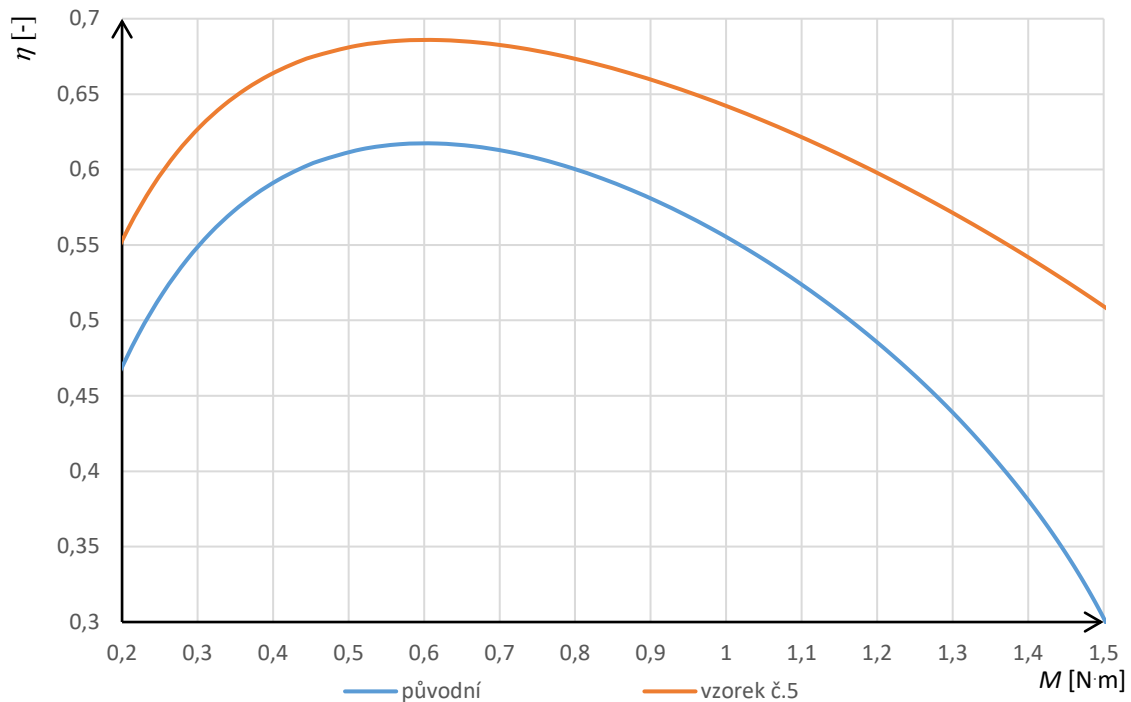


Obr. 5-13 Optimalizovaná rotorová (vlevo) a statorová drážka (vpravo)

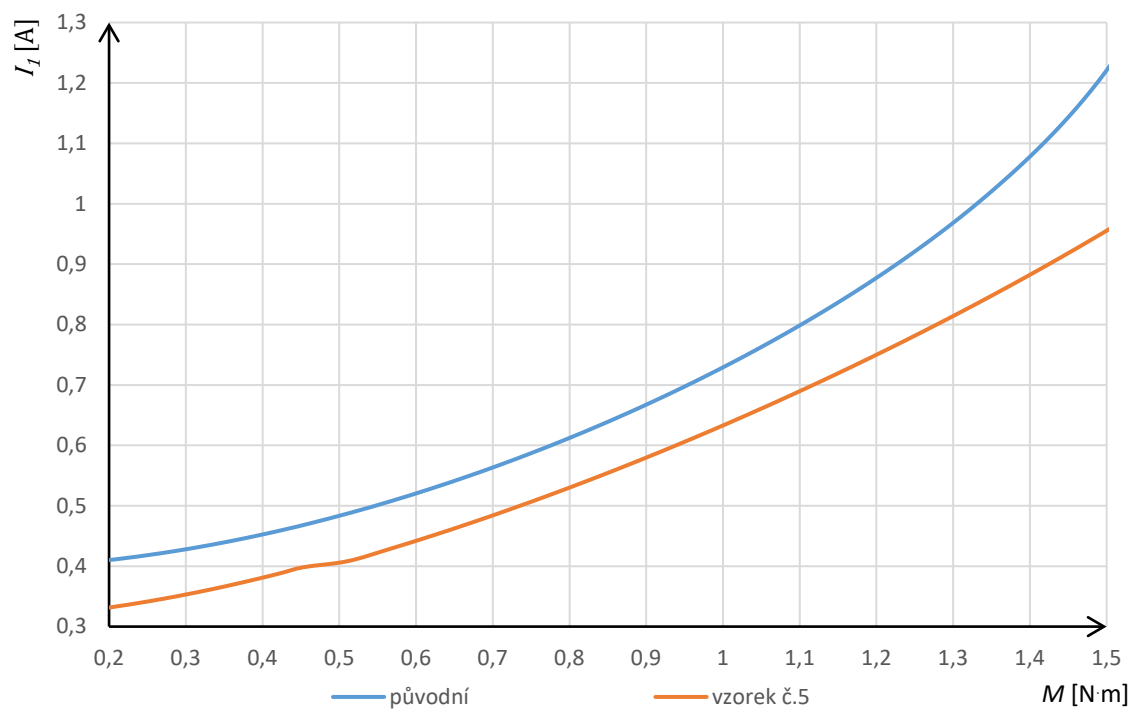
Tab. 5-5 Srovnání ve jmenovitém bodě vzorku č.5 a referenčního motoru

	n [min ⁻¹]	M [N·m]	I_l [A]	I_m [A]	$\cos \phi$ [-]	η [%]	P_{Fe} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]
ref.	2650	0,648	0,541	0,351	0,77	61,6	8,7	60,8	25,7	15
č.5	2655	0,647	0,482	0,286	0,78	68,5	9,5	30,9	25,5	15

V tabulce 5-5 je srovnání ztrát ve jmenovitém bodě. Nepatrně vzrostly otáčky. Celkový satorový odpor klesl 36,1 %. Díky optimalizaci obou drážek výrazně klesl magnetizační proud 17,7 % (na čemž má největší podíl rotorová drážka, jak udává vzorek č. 1) a celkový proud klesl o 10,7 %. Satorové ztráty klesly 49,2 %. Rotové pak zůstaly téměř stejné, protože vodivost klece a sycení zůstaly nepozměněné. Satorovou drážku nebylo příliš nutné optimalizovat. Nová drážka je o trochu užší a o trochu vyšší. Sycení satorových zubů kleslo na 1,35 T a mírně vzrostlo u jha na 1,1 T a rotorový zub zůstal přibližně stejný 1,65 T. Maximální plnění nyní dosahuje 71,6 %. Tento vzorek má o 2,5 % více závitů, což kompenzuje snížený satorový odpor, aby zůstalo stejné sycení jako u vzorku č.1. Výsledná účinnost dosahuje 68,5 %, tedy o 6,9 %. Zobrazení účinnosti a odebíraného proudu na zatížení je vidět na obrázku 5-14 a 5-15. Účinnost je vyšší v celém okolí jmenovitého bodu.



Obr. 5-14 Závislost účinnosti na zatížení



Obr. 5-15 Závislost odebíraného proudu na zatížení

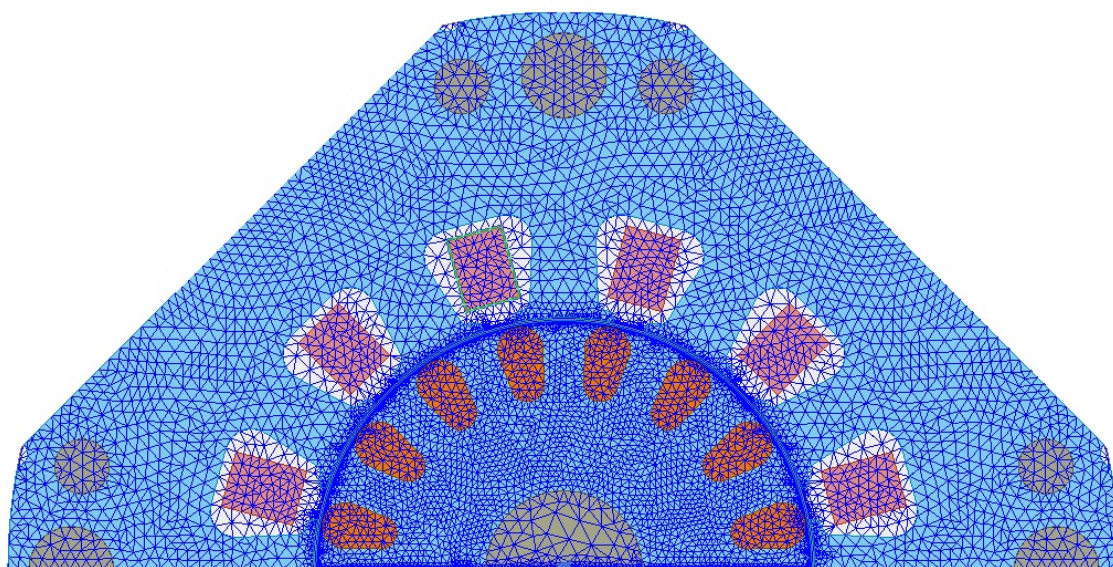
6 OVĚŘENÍ ANALYTICKÝCH VÝSLEDKŮ POMOCÍ ANSYS MAXWELL 2D

Tato kapitola zkoumá skutečný referenční motor dle výkresové dokumentace a ověřuje navrhované kombinované úpravy pomocí přesných výpočtu metodou konečných prvků Ansys Maxwell 2D.

6.1 Ověření referenčního motoru

Pro přesnou analýzu a ověření výsledků je použit program *Ansys Maxwell 2D*, který počítá pomocí metody konečných prvků (MKP) jak tranzientně tak staticky. Zvláště u tohoto motoru, kde stator neobsahuje typický průřez, je důležité, že lze počítat přesnou geometrii motoru. Tu lze nakreslit přímo v prostřední *Maxwellu* nebo ji s výhodou importovat z jiného CAD softwaru. [25]

Řešení daného problému je obdobné jako u ostatní programů pracujících na základě metody konečných prvků. Protože program *RMxpert* a *Maxwell 2D* jsou provázány, můžeme vygenerovat model a nastavení přímo z *RMxpertu* do *Maxwellu 2D*, které pak upravíme. Protože se jedná o dvoupólový stroj, a navíc je sudý počet statorových i rotorových drážek, lze s výhodou počítat pouze polovinu modelu. Nastavení bylo provedeno následovně. Vodivosti vinutí statoru a klece se uvažují stejné jako v analytickém výpočtu, tj. 47,3 MS pro měď a 18,1 MS pro hliník. Program neuvažuje mezi plechy izolaci, ale homogenní prostředí. Proto si plechy M700-50A umí ekvivalentně přepočítat díky příslušnému činiteli plnění. Dále jsou hřídel a spojovací nýty statoru uvažovány z oceli 1010, což reprezentuje reálný stav. Zcela určitě se díky tomu budou lišit výsledky z analytické a MKP výpočtu.



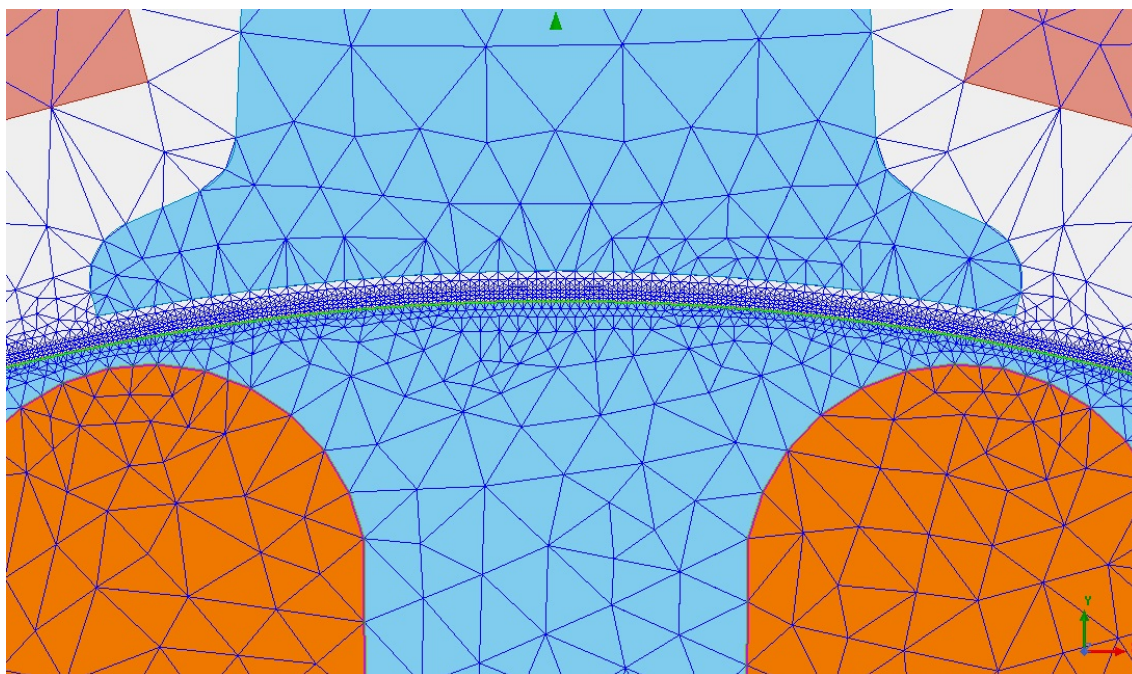
Obr. 6-1 Výpočtová síť v referenčním modelu

Ztráty v železe *Maxwell* počítá z okamžité hodnoty rozložení pole magnetické indukce v obvodu podle (2.4) (ze známé magnetizační křivky a měrných ztrát pro danou

frekvenci si pak dopočítá koeficienty k_h , k_v , $k_{př}$). To umožňuje částečně zahrnout nelinearitu magnetických materiálů. Nicméně výpočet je stále velmi komplikovaný právě díky nelinearitě, komplexnímu tvaru obvodu, kde se navíc dílčí části vůči sobě pohybují.

Při nastavení tranzientní simulace jsou nastaveny pevné otáčky bez uvažování momentu zátěže a setrvačnosti rotoru. V při tomto uvažování se stroj velmi rychle dostane do ustáleného stavu, což je v tomto případě žádoucí. Program „roztočí“ motor na požadované otáčky a pak ho připne na síť. Tímto způsobem se značně zkrátí doba výpočtu.

Dále byly při výpočtu zahrnuty vířivé proudy v tyčích rotoru. Odpor fází statoru a rotorových kruhů nastaven z výpočtu v RMxpřt v kap. 4.2. Délka analýzy 140 ms s krokem 100 μ s. Na obrázku 6-1 je znázorněna síť zkoumaného modelu. V kritických místech jako jsou zuby statoru, rotoru či vzduchová mezera je vždy alespoň 5 elementů, detail v okolí vzduchové mezery je na obrázku 6-2. Konkrétní modely obsahují přibližně 35 tis. elementů.

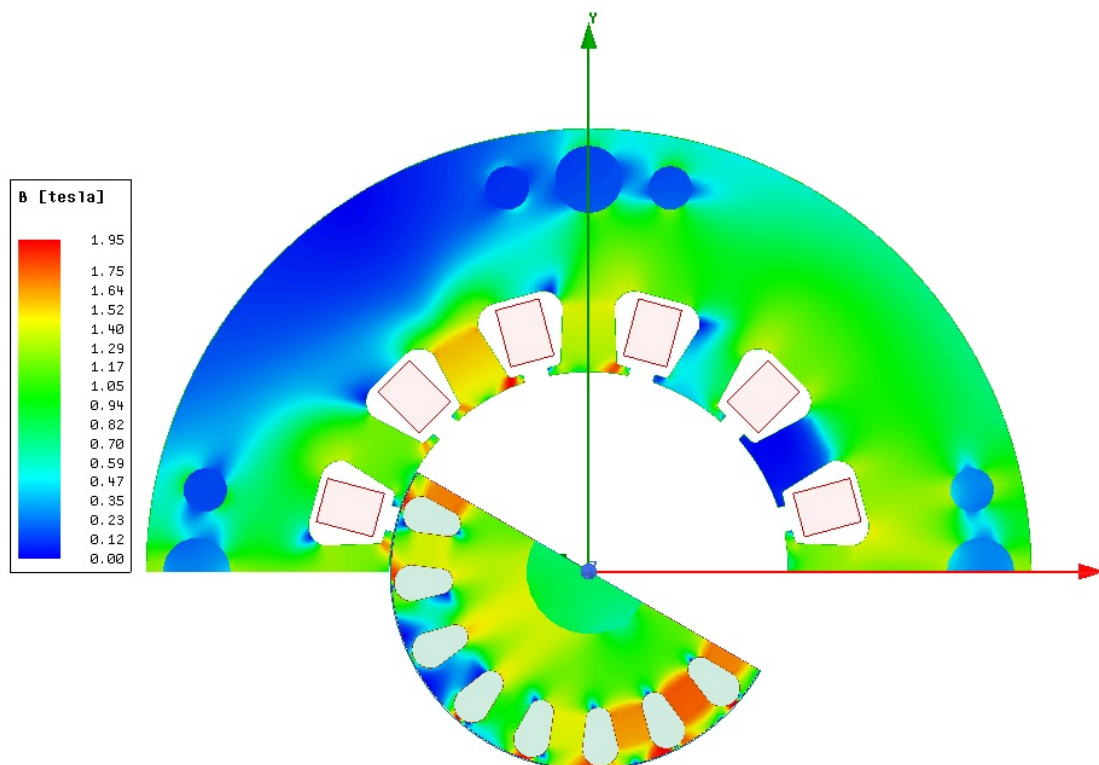


Obr. 6-2 Detail sítě

Pozn. Ve všech modelech se neuvažuje vliv stříhu. Ten jistě způsobí nezanedbatelnou změnu v absolutní hodnotě účinnosti, protože zhoršuje magnetické vlastnosti plechů a tím bude narůstat magnetizační proud [9,20,21,22]. Nicméně jeho procentuální vliv bude u všech modelů velmi podobný. Dále je prostor mezi rotorovými plechy a hřídelí zjednodušen a uvažován bez vzduchové mezery, protože jsou plechy lisovány na hřídel.

Na obrázku 6-3 je zobrazeno rozložení pole magnetické indukce v obvodu původního zjednodušeného motoru v RMxpřt (výchozí model) ve jmenovitém a ustáleném bodě, tj. $n = 2650$ ot/min a $t = 0,1$ s. Střední hodnoty indukce v jednotlivých částech odpovídají analytickým výpočtům v RMxpřtu, s kterými je i provedeno srovnání. Syčení statorového jha dosahuje v maximu 1,06 T, v užší části (pod děrami na nýty) je indukce 1,31 T. Syčení statorových zubů pak v maximu dosahuje 1,53 T a syčení rotorových zubů 1,76 T. Rozdíl nastává u rotorového jha, kde RMxpřt neuvažuje rozdílnou vodivost pro hřídel. Jak se

předpokládalo, část toku jde i přes hřídel, kde sycení dosahuje 0,75 T, což pomáhá zbytku jha rotoru, kde indukce dosahuje až 1,42 T.



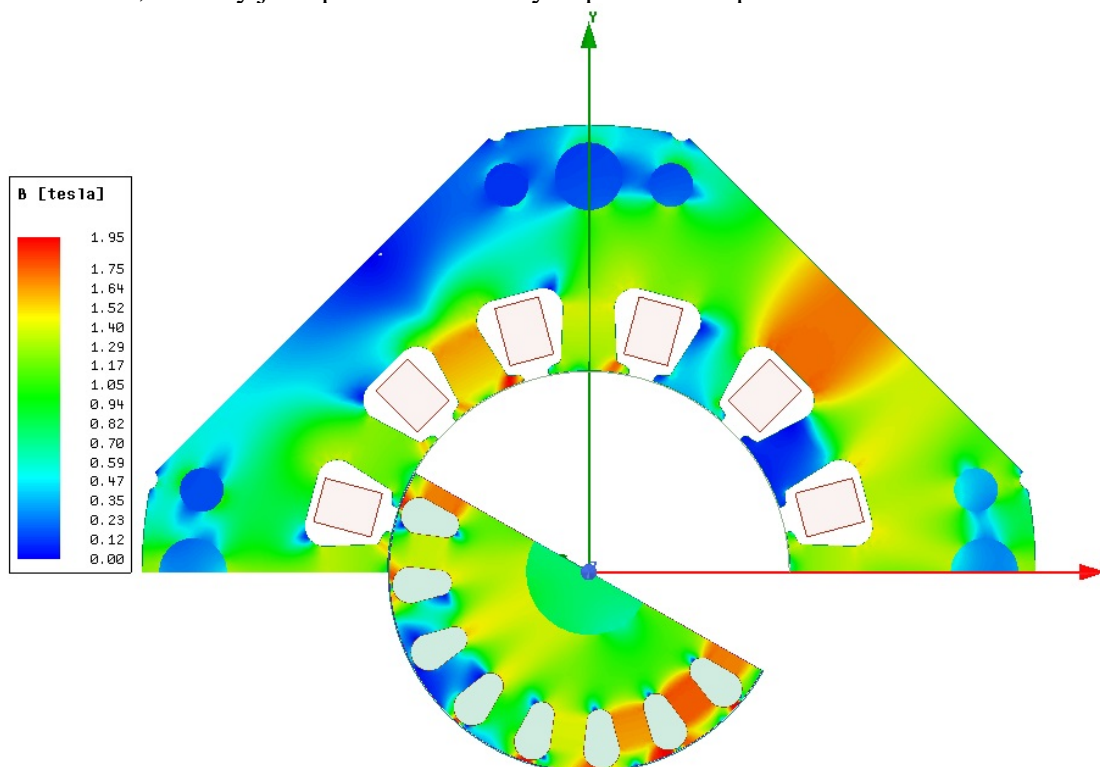
Obr. 6-3 Rozložení pole mag. indukce ve výchozím modelu

Celkový odebíraný fázový proud $I_1 = 534$ mA, tj. stejný jako RMxpřt, zatímco výkon na hřídeli dosahuje $P_2 = 187$ W (po korekci mechanických ztrát 15 W). Celkové ztráty v železe $P_{Fe} = 9,6$ W, tj. větší o 10 %, Joulové ztráty ve vinutí statoru $P_{js} = 58,9$ W, tj. menší o 3,2 % a v rotoru $P_{jr} = 22,6$ W, tj. menší o 12,1 %. (P_{jr} neobsahují ztráty v kruzích, neboť se jedná o 2D model, nicméně Maxwell je umí započítat do celkového proudu). Příkon činí $P_0 = 307,7$ W, což je 60,8 % účinnost, tj. o 0,9 % vyšší. Analytický nástroj RMxpřt počítá s ohledem na rychlost velmi spolehlivě. Více v tab. 6.1.

Na obrázku 6-4 je zobrazení rozložení mag. indukce v obvodu *referenčního modelu* ve jmenovitém a ustáleném bodě, tj. $n = 2650$ ot/min a $t = 0,1$ s. Tento model obsahuje přesnou geometrii dle výkresové dokumentace. Stator je kvůli úspoře materiálu sříznut do téměř čtvercového tvaru. Tato skutečnost se velmi negativně projeví vznikem poměrně velké oblasti statorové jha, kde sycení dosahuje až 1,72 T. To se velmi negativně projeví potřebou velkého mag. napětí, tedy u magnetizačního proudu. Ostatní součásti jsou pak téměř shodné jako u *výchozího modelu*.

Následující srovnání provedeno mezi *výchozím modelem* a *referenčním modelem*. Celkový odebíraný fázový proud $I_1 = 568$ mA. Ačkoli dochází k vyššímu sycení, celkové ztráty v železe činí $P_{Fe} = 10,4$ W, tj. o 0,75 W více než u *výchozího modelu*. Vzhledem k absolutní velikosti ztrát v železe a vysokému sycení nemá velký smysl použít magneticky kvalitnější plechy. Vyšší odebíraný proud se projevil vyššími Joulovými ztráty ve statoru $P_{js} = 64,5$ W, tj. o 7,47 W více. Ztráty v tyčích rotoru $P_{jr} = 21,84$ W, tj. 0,06 W menší, jsou téměř stejné. Výkon po korekci činí $P_2 = 185,1$ W, tj. 1,9 W méně. Na obrázku 6-4 je zobrazeno rozložení pole mag. indukce *referenčního modelu*. Příkon

činí $P_0 = 313,5$ W, což je 59 % účinnost, tj. 1,8 % méně. Celkové ztráty jsou $\Sigma \Delta P = 128,4$ W. Ty jsou počítané z fázových proudů a napětí.



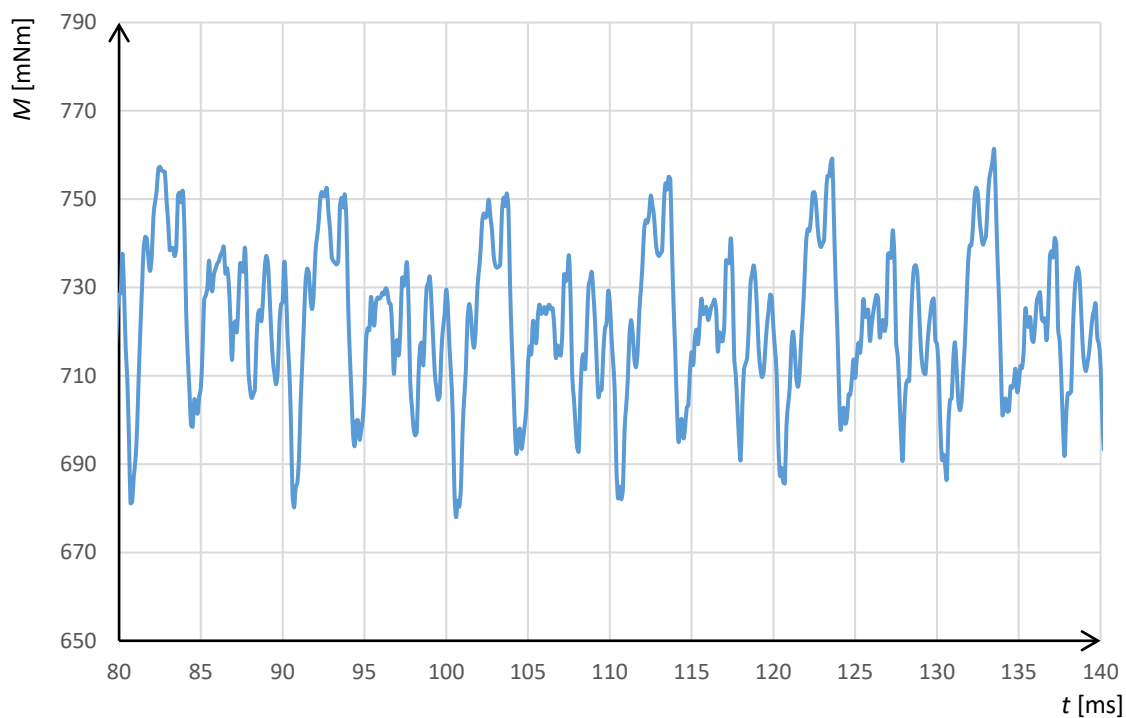
Obr. 6-4 Rozložení pole mag. indukce referenčního modelu

Tab. 6-1 Jmenovité parametry a ztráty výchozího a referenčního modelu a modelu v RMxpřtu

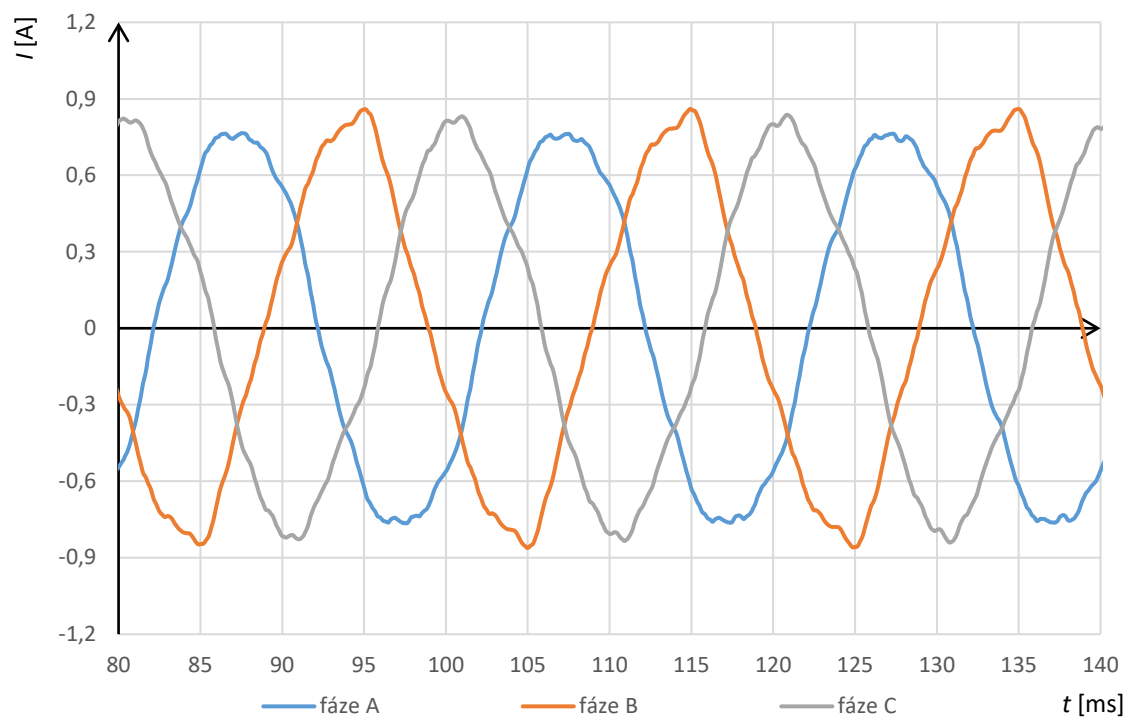
	n [min ⁻¹]	M [N·m]	I_1 [A]	P_2 [W]	P_0 [W]	η [%]	$\Sigma \Delta P$ [W]
analyt. RMxpřt	2650	0,648	0,541	180,6	292,6	61,7	112,0
výchozí model	2650	0,674	0,534	187,0	307,7	60,8	120,7
referenční model	2650	0,667	0,568	185,1	313,5	59,0	128,4

	P_{Fe} [W]	P_{Fe_h} [W]	$P_{Fe_{ed}}$ [W]	P_{Fe_d} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]	P_d [W]
analyt. RMxpřt	8,7	-	-	-	60,8	25,7	15	1,8
výchozí model	9,62	3,71	3,52	2,38	57,03	21,90	15	-
referenční model	10,37	4,14	3,79	2,46	64,5	21,84	15	-

Na obrázku 6-5 jsou průběhy momentu M v závislosti na čase t . Délka analýzy trvá 140 ms. Poslední 2 periody (100–140 ms) mají téměř stejné střední hodnoty a jsou považovány za ustálený stav. Z těch se vždy počítají parametry. Na obrázku 6-6 jsou zobrazeny odebírané proudy I v závislosti na čase t . Z grafu lze pozorovat v oblasti vrcholových hodnot zkreslení z důvodu využívání oblasti nad kolenem BH křivky zejména 3. a také 5. a 7. harmonickou (dle provedené FFT analýzy), jejichž efektivní podíl všech tří vyjmenovaných složek je dohromady do 8 %.



Obr. 6-5 Průběh momentu v závislosti na čase *referenčního motoru*



Obr. 6-6 Průběh odebíraných proudů v závislosti na čase *referenčního motoru*

6.2 Ověření vzorku č. A – Vyšší počet závitů, optimalizovaný rotor a stator

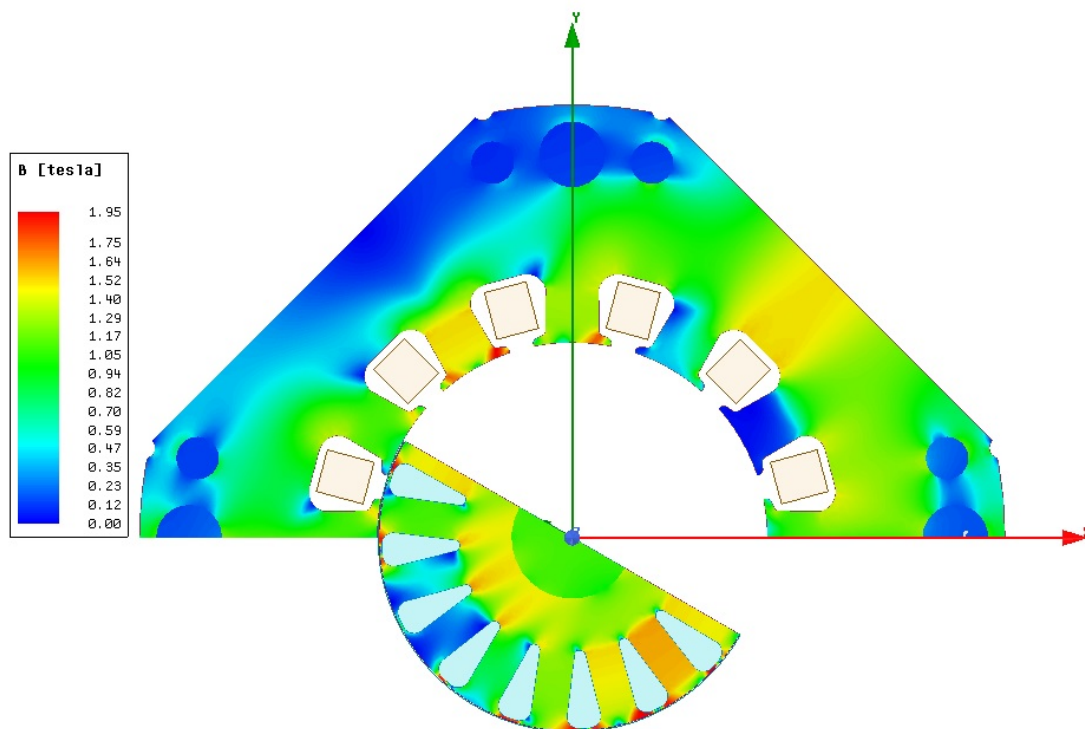
Tento motor kombinuje možnosti dílčích úprav z kapitoly 5 s ohledem na skutečný tvar geometrie *referenčního modelu*. Protože je potřeba poměrně velké mag. napětí na jho

statoru, je statorová drážka zmenšena (větší výška jha), a aby bylo dále dosaženo dalšího odsycení, je přidáno o 5,96 % závitů o původním průřezu. Plnění statorové drážky nyní dosahuje 57,4 %. Celková plocha statorové drážky klesla o 20,6 %. Tvar rotorové drážky vychází ze vzorku č.1, která je nyní větší než u vzorku č.1, aby kompenzovala skluz na požadované otáčky ($n = 2650 \text{ min}^{-1}$). Celkově má o 7,1 % větší plochu než *referenční model*. Mag. obvod je nadále zhotoven z plechu M700-50A, stejně tak zůstala původní axiální délka plechů. Na obrázku 6-7 znázorněny tvary drážek původních – červeně a optimalizovaných – černě ve stejném měřítku.



Obr. 6-7 Optimalizované tvary drážek rotoru (vlevo) a stator (vpravo)

Na obrázku 6-8 je rozložení pole mag. indukce vzorku č. A. Došlo k poklesu sycení téměř ve všech částech. Statorové jho v kritickém místě dosahuje maximálně 1,49 T. Sycení statorových zubů nepatrně kleslo na 1,49 T, rozdíl je zanedbatelný. Už nezanedbatelný rozdíl je u rotorových zubů, kde v maximu dosahuje 1,60 T. Větší radiální délka zubů však zapříčinila o něco větší sycení jha rotoru 1,5 T a tím více siločár prostupuje skrz hřídel.



Obr. 6-8 Rozložení pole mag. indukce vzorku č. A

Ve výsledku klesl celkový fázový proud na 513 mA, což není mnoho. I když satorový odpor v důsledku vyššího počtu závitů vzrostl, satorové ztráty klesly na $P_{js} = 55,1$ W, tj. o 14,6 % menší. Ztráty v železe také klesly na $P_{Fe} = 9,6$ W, tj. o 7,6 %. Naopak ztráty v tyčích rotoru se nezměnily $P_{jr} = 21,8$ W. Výkon na hřídeli je $P_2 = 187,2$ W, což je 61,8 % účinnost, tj. o 2,8 % vyšší. Srovnání v tabulce 6-2.

Na tento motor je potřeba o 2,6 % více železa, o 4,4 % více mědi a o 7,1 % více hliníku.

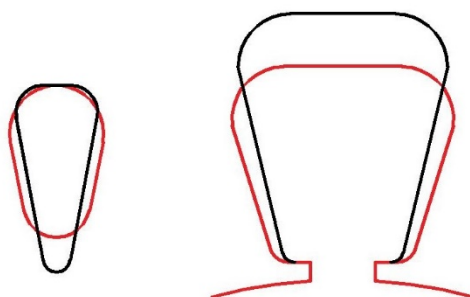
Tab. 6-2 Jmenovité parametry a ztráty referenčního motoru a vzorku č. A

	n [min ⁻¹]	M [N·m]	I_1 [A]	P_2 [W]	P_0 [W]	η [%]	$\Sigma \Delta P$ [W]
referenční model	2650	0,667	0,568	185,1	313,5	59,0	128,4
vzorek č. A	2650	0,675	0,513	187,2	302,8	61,8	115,6

	P_{Fe} [W]	P_{Fe_h} [W]	$P_{Fe_{ed}}$ [W]	P_{Fe_d} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]
referenční model	10,37	4,14	3,79	2,46	64,5	21,84	15
vzorek č. A	9,58	3,60	3,66	2,31	55,07	21,83	15

6.3 Ověření vzorku č. B – Větší průřez stat. vodiče, optimalizovaná satorová i rotorová drážka a průřez plechu

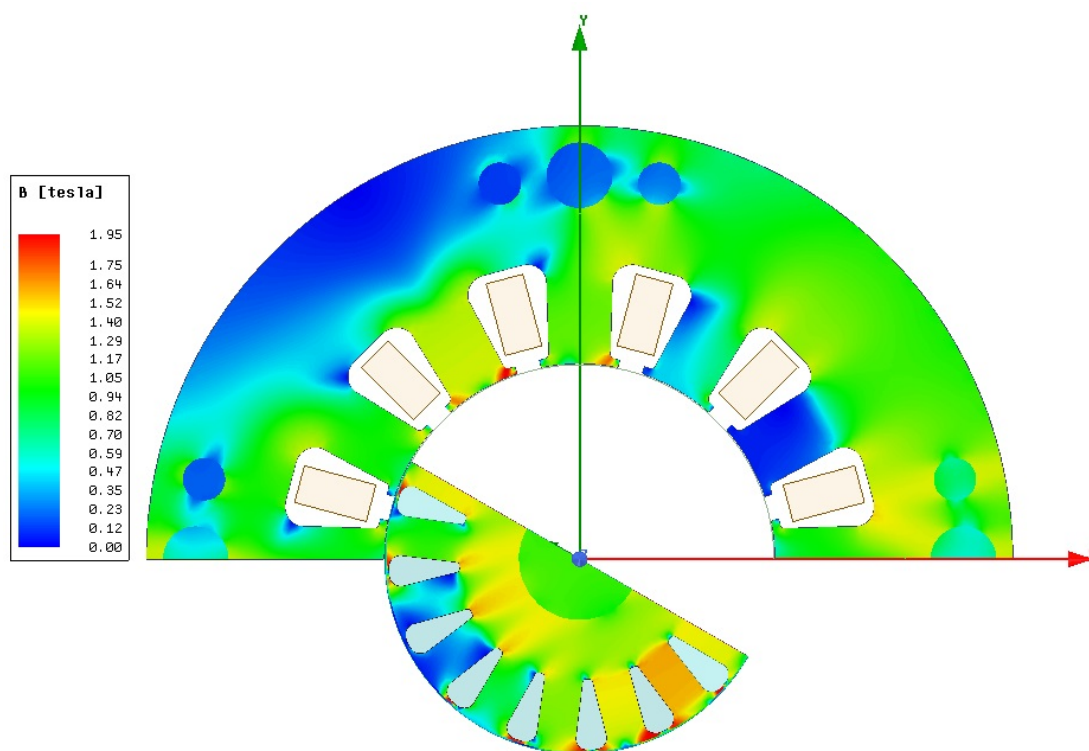
Rozměry drážek a počet závitů vychází ze vzorku č. 5. Optimalizace toho vzorku spočívá zejména v použití kruhového průřezu satorových plechů. Satorová drážka tak může být větší než u vzorku č. 5 a přitom zůstane sycení jha i zubů v optimálním rozmezí. Díky možnosti větší drážky tak má tento vzorek nejvíce optimálně snížen odpor satoru dle dohodnuté možnosti plnění. Satorové vinutí je z drátu o 26,4 % vyššího průměru (59,8 % průřez). Dále je zde o 2,6 % více závitů. Na obrázku 6-9 jsou naznačeny rozměry (původní – červeně a optimalizované – černě). Sator má o 14,6 % větší plochu. Drážka je užší a vyšší než u referenčního motoru. Činitel plnění drážky dosahuje 58,6 %. Rotorová drážka je o 6,2 % větší než u referenčního motoru, je užší a hlubší.



Obr. 6-9 Optimalizované tvary drážek rotoru (vlevo) a sator (vpravo)

Na obrázku 6-10 je rozložení pole mag. indukce ve vzorku č. B. Statorové jho dosahuje indukce 1,16 T, v nejužším místě pod nýty pak 1,38 T. Syčení cest v rotoru je stejné jako u vzorku č. A. Díky tomu tento vzorek v ustáleném stavu odebírá $I_1 = 511$ mA, kde ztráty ve vinutí statoru tvoří $P_{js} = 33,7$ W, tj. o 47,7 % méně. Kvůli většímu objemu statorových i rotorových zubů a kruhovému vnějšímu tvaru vzrostly hysterezní ztráty a také vznikly ztráty i od vířivých proudů, kde indukovaný proud může procházet po delší trase, i když maximální indukce v důležitých místech je nižší. Celkové ztráty v železe jsou vyšší o 7,3 %, tj. zanedbatelných 0,73 W. Vzrostly ztráty v rotoru o 0,85 W, tj. 7,3 %. To je způsobeno zejména menší plochou drážky, protože procházející proud by měl být stejný. Výkon na hřídeli je $P_2 = 188,5$ W. Účinnost vzrostla na 66,2 %, tj. o 7,2 % ve srovnání s referenčním motorem. Srovnání v tabulce 6-3.

Vyšší účinnost je vykoupena o 19,4 % větší spotřebou plechů na stator a rotor, kdy navíc kruhový tvar nebude tak efektivní při střihání jako původní ořízlý stator. Dále je potřeba o 64 % více mědi a o 6,2 % více hliníku.



Obr. 6-10 Rozložení pole mag. indukce vzorku č. B

Tab. 6-3 Jmenovité parametry a ztráty referenčního motoru a vzorku č. B

	n [min ⁻¹]	M [Nm]	I_1 [A]	P_2 [W]	P_0 [W]	η [%]	$\Sigma \Delta P$ [W]
referenční model	2650	0,667	0,568	185,1	313,5	59,0	128,4
vzorek č. B	2650	0,679	0,511	188,5	284,6	66,2	96,1

	P_{Fe} [W]	P_{Fe_h} [W]	$P_{Fe_{ed}}$ [W]	P_{Fe_d} [W]	P_{js} [W]	P_{jr} [W]	P_{m0} [W]
referenční model	10,37	4,14	3,79	2,46	64,5	21,84	15
vzorek č. B	11,13	4,25	4,14	2,72	33,70	22,69	15

7 ZÁVĚR

Cílem této práce je prozkoumání zdrojů a redukce ztrát třífázového dvoupólového asynchronního motoru o výkonu 180 W (stále vyráběného) za účelem zvýšení účinnosti. Proto jsou první dvě kapitoly věnovány teoretickému rozboru motoru. Je zde popsána základní konstrukce běžného motoru s kotvou nakrátko, princip činnosti na základě podobnosti s transformátorem a dále ekvivalentní náhradní schéma vhodné pro účely konstrukce. Kapitola dvě se zabývá vznikem ztrát a jejich snížením.

Kapitoly tři a čtyři se zabývají analytickou analýzou podle dodané výkresové dokumentace. Z analýzy za pomoci programu Ansys RMXprt se potvrdilo, že nejvýznamnější ztráty daného motoru jsou Joulové ztráty. Ty satorovém vinutí tvoří 54,6 %, tj. 60,8 W a v rotorovém vinutí 21,6 %, tj. 25,3 W, což je dohromady více než 75 % celkových ztrát motoru (za předpokladu, že mechanické ztráty byly odhadnuty na 15 W, což odpovídá 12,8 %). Celková účinnost dle RMXprt je 61,7 %, tj. 112 W ztrát a je o 3,2 % menší než pomocí ručního výpočtu. Vzhledem k velkému množství zaokrouhlování a odečítání z tabulek a grafů nejsou ruční výpočty příliš přesné. Při magnetickém návrhu se hodnoty indukce v jednotlivých částech stroje liší do 10 %. Jednotlivé dílčí ztráty a výkon mají odchylku do 15 %.

V kapitole 5 jsou navrženy různé dílčí úpravy stroje a spočítány pomocí RMXprt. Díky velmi rychlým výpočtům RMXprt se optimalizace provedla pomocí genetického algoritmu, který umí velmi efektivně prozkoumat velkou oblast možných řešení. Zkoumaný stroj má magnetický obvod zhotoven z plechů typu M700-50A a je z hlediska magnetického navrhnut s vysokým sycením, které je u zubů rotoru kolem 1,87 T a zubů satoru kolem 1,58 T. Proto byl kladen důraz na optimalizaci drážek. *Výchozí model* v RMXprt byl vytvořen podle výkresové dokumentace a zejména pomocí vodivosti hliníku (rotorového odporu) a uvažované pracovní teplotě 80 °C naladěm tak, aby odpovídal štítkovým hodnotám.

Při optimalizaci pouze rotorové drážky může celkový proud klesnout až o 6,3 %, což sníží satorové ztráty o 21,2 %, tj. o 12,9 W a zvýší celkovou účinnost o 2,9 %.

Ztráty v železe tvoří zhruba 8 %, tj. zhruba 9 W. Proto nemá smysl použít plechy s nižšími měrnými ztrátami, což potvrdila i simulace, a to zejména kvůli vysokému sycení stroje, níže položenému kolenu BH křivky u lepších plechů a absolutní hodnotě ztrát. Při použití těchto plechů byly výsledky horší než u referenčního motoru.

Při použití měděné klece se dosahovaly dobré výsledky. V simulaci se uvažovala vodivost mědi 41 MS, což respektuje chyby v odlévání. Uvažovaná vodivost mědi je více než dvakrát vyšší než uvažovaná vodivost hliníku 18,1 MS a tím více než dvakrát klesnou ztráty v rotorovém vinutí. Joulové ztráty v rotoru klesly o 61,3 %, tj. o 15,8 W. Spolu s optimalizací tvaru drážek lze významně zvýšit celkovou účinnost. Použití měděné klece ovšem výrazně změní pracovní bod otáček a momentu. Kvůli nižšímu rotorovému odporu klesne i záběrný moment. Protože je výroba měděné klece náročná, nebyla jí více věnována pozornost.

Výchozí model v RMXprt byl ověřen pomocí metody konečných prvků – Ansys Maxwell 2D. Ten potvrdil dobrou přesnost analytického nástroje, kdy se jednotlivé ztráty a vnitřní parametry lišily do ± 10 % a celková účinnost je menší o 0,9 %.

Zkoumaný motor nemá kruhovou konstrukci vnějšího satoru, což respektuje *referenční model* v kap. 6, který je dle výkresové dokumentace. V analýze se zjistilo, že k vysokému sycení dochází nejen v zubech, tak i lokálně v úzké části jha satoru, jak

ukazuje obrázek 6-4. Následná účinnost ve jmenovitém bodě 2650 ot/min *referenčního modelu* je 59 %, kde celkové ztráty jsou 128,4 W, z nichž 50,2 % tvoří statorové vinutí, 17 % tvoří rotorové vinutí, 8,1 % tvoří ztráty v železe a 24,7 % (15 W) tvoří odhadované mechanické ztráty. Vliv vysokého sycení se projevuje i na odebíraných fázových proudech, které jsou ovlivněny zejména 3., 5. a 7. harmonickou složkou. Na základě toho byly vytvořeny dva motory *vzorek A* a *vzorek B*, které kombinují různé úpravy.

Vzorek A má ponechanou vnější geometrii statoru, stejný průřez drátu a typ plechů. Má optimalizovanou statorovou i rotorovou drážku. Obvod je dále odsycen přidáním 5,96 % závitů. Kvůli tomu má rotorová drážka o 7,1 % větší plochu, je celkově užší a vyšší. Statorová drážka je nyní nižší, má o 20,6 % menší plochu a plnění dosahuje 57,6 %. Výsledná účinnost při stejných otáčkách vzrostla o 1,8 %. Došlo ke snížení ztrát o 12,8 W při zachování podobného výkonu, ten je nyní o 2,1 W vyšší. Pokles ztrát tvoří zejména Joulové ztráty ve statoru o 14,6 %, tj. o 9,4 W, protože celkový proud klesl o 9,7 %. Toto řešení vyžaduje větší spotřebu o 4,4 % mědi, o 7,1 % hliníku a 2,6 % železa.

Vzorek B má vnější tvar statoru kruhový takový, který by se vešel do kostry. Díky tomu může být optimalizovaná statorová drážka vyšší a užší tak, aby zuby i jho dosahovaly optimálního sycení. Drážka má celkově větší plochu o 14,6 %. Použit je drát o 59,8 % větším průřezu, kdy činitel plnění dosahuje 58,6 %. Počet závitů toho vzorku je 2,6 % vyšší. Tento vzorek má výrazně snížen statorový odpor. Rotorová drážka vychází ze *vzorku A*, ale je o 6,2 % větší než u *referenčního vzorku*. Celkový odebíraný proud je 10,0 % nižší. Celková účinnost při stejných otáčkách je o 7,2 % vyšší. Došlo ke snížení ztrát o 32,3 W. Úpravy v tomto motoru si žádají ale o 64 % více mědi, 6,2 % více hliníku a 19,4 % více železa.

LITERATURA

- [1] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů: celostátní vysokoškolská učebnice pro elektrotechnické fakulty vysokých škol technických*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1988.
- [2] PETROV, G.N. *Elektrické stroje 1: I. Úvod do elektrických strojů, II. Transformátory*. 3. Praha, 1980.
- [3] BRÁZDA, Miroslav a STAŇA, Rudolf. *Výpočet asynchronního motoru*. Brno: Výzkumný a vývojový ústav elektrických strojů točivých, 1973, 222 s.
- [4] *Table of Resistivity* [online]. 2000 [cit. 2019-01-04]. Dostupné z: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/Tables/rstiv.html>
- [5] MUCZKA, V. *Zvýšení účinnosti jednofázového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 88 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Martin Mach, Ph.D..
- [6] ONDRŮŠEK, Čestmír. *Elektrické stroje: Skriptum*. VUT.
- [7] PETROV, Georgij N. *Elektrické stroje 2*. Praha: Academia, 1982. 728 s.
- [8] ŽALKOVSKÝ, A. *Vliv délky magnetického obvodu na účinnost malého asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 66s. Vedoucí bakalářské práce: Ing. Martin Mach, Ph.D..
- [9] MACH, M. *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 120 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [10] BUŠOV, B. *Stavba a výroba elektrických přístrojů*. [přednáška]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018.
- [11] *Typical data fo Sura M700-50A* [online]. In: . 2008 [cit. 2019-01-02]. Dostupné z: <http://cogent-power.com/cms-data/downloads/m700-50a.pdf>
- [12] KLÍMA, P. *Malý třífázový asynchronní motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 66 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Martin Mach, Ph.D..
- [13] VÍTEK, O., ČERVINKA, D. *Elektrické mikropohony MEMI*. [přednáška]. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018.
- [14] TRN, O. *Snižování ztrát třífázového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 90 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D..
- [15] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů: Celost. vysokošk. učebnice*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1958. Řada elektrotechnické literatury.

- [16] HOLUB, Gustav. Nové třídy inovace asynchronních motorů. *Elektro* [online]. 2011 [cit. 2017-0-02]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/43677.pdf>
- [17] *Commission Regulation (EC) No 640/2009, Implementing Directive 2005/32/EC of the European Parliament and of the Council with regard to ecodesign requirements for electric motors*, 2009, pp. 26-34. Dostupné z: <http://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/?uri=CELEX:32009R0640>
- [18] R. L. Haupt a S. E. Haupt, Practical genetic algorithms, New Jersey: John Wiley and Sons, 2004. 253 p. ISBN 0-471-45565-2.
- [19] Ceník lakovaných vodičů. *CUPRUM spol. s r.o.* [online]. 0214n. 1. [cit. 2019-05-05]. Dostupné z: <https://www.cuprum.cz/lakovane.php>
- [20] T. Nakata, M. Nakano and K. Kawahara, "Effects of Stress Due to Cutting on Magnetic Characteristics of Silicon Steel," in *IEEE Translation Journal on Magnetics in Japan*, vol. 7, no. 6, pp. 453-457, June 1992. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4565422&isnumber=4565415>
- [21] Z. Gmyrek and A. Cavagnino, "Analytical method for determining the damaged area width in magnetic materials due to punching process," *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 1764-1769. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6119573&isnumber=6119266>
- [22] Z. Gmyrek, A. Cavagnino and L. Ferraris, "Estimation of the Magnetic Properties of the Damaged Area Resulting From the Punching Process: Experimental Research and FEM Modeling," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2069-2077, Sept.-Oct. 2013. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6511985&isnumber=6600841>
- [23] Motory s velmi vysokou účinností – budoucnost elektropohonů. In: *SIEMENS* [online]. 2015 [cit. 2019-05-05]. Dostupné z: https://w5.siemens.com/web/cz/cz/corporate/portal/home/produkty_a_sluzby/IADT/tia_na_dosah/Documents/2016_leden/Nove%20tridy%20ucinnosti%20motoru_Postup%20pri%20vyberu%20motoru_2015-10_4str.pdf
- [24] ŠIŠÁK, D. *Optimalizace tvaru drážek asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 69 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Martin Mach, Ph.D.
- [25] *ANSYS Maxwell 2D: user's guide - Maxwell 2D* [online]. Canonsburg, PA, 2011 [cit. 2019-05-09]. Dostupné z: http://ansoft-maxwell.narod.ru/en/CompleteMaxwell2D_V14.pdf
- [26] Matlab. *MathWorks* [online]. [cit. 2019-05-09]. Dostupné z: https://uk.mathworks.com/help/matlab/learn_matlab/product-description.html